

11•2001

РАДИО

АУДИО • ВИДЕО • СВЯЗЬ • ЭЛЕКТРОНИКА • КОМПЬЮТЕРЫ

Импульсный источник питания

(см. с. 43)

- *Светильник с батарейным питанием*
- *Аппаратура пропорционального радиоуправления*
- *Микроконтроллерный расходомер топлива*
- *Устройство удержания телефонной линии*
- *Программа DSPFIL*

...и еще 28 конструкций

11
2001

ISSN-0033-765X



МАКС 2001

(см. с. 5)

Дистанционно пилотируемый аппарат ГрАНТ и передаваемая им “картинка”.



Пульт оператора бортового радиолокационного комплекса.



Антенная система станции, создающей помехи радиолокаторам противника.

В НОМЕРЕ:

На нашей обложке. Импульсный источник питания (см. статью на с. 43).

ЧИТАЙТЕ В СЛЕДУЮЩЕМ НОМЕРЕ:

"DREAMCAST" — 32/128-РАЗРЯДНАЯ ВИДЕОПРИСТАВКА
ДЕЛИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА ДИАПАЗОН 1...5 ГГЦ
ДВУХРЕЖИМНОЕ ЗАРЯДНО-РАЗРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО
ПРИБОР ДЛЯ ПРОВЕРКИ ТЕЛЕФОНА

Тираж журнала "Радио" № 10 сдан в ОАО "Роспечать" для рассылки подписчикам 15.10.2001

Издается с 1924 года

РАДИО

11•2001

МАССОВЫЙ ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

"Радиолюбитель"–"Радиофронт"–"Радио"

УЧРЕДИТЕЛЬ И ИЗДАТЕЛЬ: РЕДАКЦИЯ ЖУРНАЛА «РАДИО»

Зарегистрирован Комитетом РФ по печати 21 марта 1995 г.
Регистрационный № 01331

Адрес редакции:
103045, Москва, Селиверстов пер., 10
E-mail:radio@paguo.ru

Группа работы с письмами — (095) 207-31-18
Группа рекламы — (095) 208-99-45,
тел./факс (095) 208-77-13; e-mail: advert@paguo.ru

Распространение — (095) 208-81-79; e-mail: sale@paguo.ru
Подписка и продажа — (095) 207-77-28
Бухгалтерия — (095) 207-87-39

Наши платежные реквизиты:
получатель — ЗАО «Журнал «Радио», ИНН 7708023424,
р/сч. 40702810438090103159 в Мещанском ОСБ №7811, г. Москва
Банк получателя — Сбербанк России, г. Москва
корр. счет 30101810400000000225 БИК 044525225

Редакция не несет ответственности за достоверность рекламных объявлений

Подписано к печати 12.10.2001 г. Формат 84×108/16. Печать офсетная.
Объем 10 физ. печ. л., 5 бум. л., 13,5 уч.-изд. л.

В розницу — цена договорная
Подписной индекс:
по каталогу «Роспечати» — 70772;
по каталогу Управления федеральной почтовой связи — 89032

Отпечатано в ИД "Медиа-Пресса", 125993, ГСП-3, Москва, А-40,
ул. "Правды", 24. Зак. 2645

ЛОТЕРЕЯ – 2001

В предыдущем номере был опубликован список читателей журнала, ставших обладателями лотов нашей традиционной лотереи. Надо отметить, что лотерея по итогам первого полугодия 2001 года "раскидала" выигрыши по заметно большему числу областей, краев и республик страны. Пятьдесят лотов попали в 32 субъекта России (в предыдущей лотерее — в 28) и, кроме того, в четыре зарубежные страны (Украина, Киргизия, Казахстан, Азербайджан). В предыдущих лотереях судьба была неблагосклонна к москвичам, составляющим, надо сказать, заметный процент читателей журнала. В лотерее по итогам второго полугодия прошлого года, например, им вообще не досталось ни одного выигрыша. На этот раз им повезло больше.



Ванюша вручает председателю жюри конверт с названием лота.

Председателем общественного жюри этой лотереи был Юрий Алексеевич Виноградов. Каждый год на страницах журнала публикуются его статьи с описанием конструкций, которые вызывают неизменный интерес у читателей. Функции секретаря жюри были доверены читателю журнала, прапорщику Дмитрию Ивановичу Рылову. А членами жюри были автор журнала, заслуженный изобретатель РФ Владимир Николаевич Носов и молодой читатель, студент радиотехнического техникума Денис Олегович Софронов.



Жюри завершило работу (слева направо): В. Носов, Д. Софронов, Д. Рылов и Ю. Виноградов.

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА НА МАКС-2001

Мы продолжаем рассказ об авиационных радиоэлектронных системах, представленных на авиасалоне МАКС-2001. Внедрение бортовых электронных систем управления (за рубежом такую технологию называют "fly by wire" — полет по проводам) не только повысило безопасность полета, но и позволило достичь невозможного. Например, самолеты-невидимки, построенные с нарушением всех законов аэродинамики, держатся в воздухе только благодаря компьютерному управлению, компенсирующему их динамическую неустойчивость.

Еще одна возможность подобных систем использована в новейших учебно-тренировочных самолетах МИГ-АТ и ЯК-130. В зависимости от предполетных регулировок такой самолет способен вести себя в воздухе как легкий пилотажный или как тяжелый транспортный. Неплохое дополнение к тоже представленым на салоне наземным тренажерам — по существу, увеличенным и усовершенствованным версиям компьютерных игр, позволяющим, по утверждению специалистов, имитировать до 85 % факторов реального полета.

Большие изменения коснулись и приборной доски в кабине самолета. Десятки шкал и циферблатов, одновременно следить за которыми летчик способен лишь на пределе своих возможностей, заменили несколькими жидкокристаллическими или плазменными индикаторными панелями, на которые выводятся синтезированные изображения только приборов, необходимых для выполнения текущего маневра. Слежение за всеми другими параметрами — автоматическое. В случае приближения к критическим значениям летчику подается сигнал.

Часто индикаторную панель объединяют с пультом управления. Такое устройство — мощный компьютер с процессором, эквивалентным Pentium.

А вот показанный слева внизу на второй странице обложки пульт управления и индикации устанавливают на борту знаменитых авиационных комплексов радиолокационного дозора А-50. Работающий за таким пультом оператор следит за воздушной обстановкой в зоне радиусом в несколько сотен километров, а при необходимости может взять на себя управление находящимися там летательными аппаратами. Аналогичные пульты планируется устанавливать и в наземных диспетчерских пунктах управления воздушным движением.

Сегодня все летательные аппараты, за исключением, пожалуй, дельтапланов, оборудуют навигационными РЛС. Это позволяет в сложных метеоусловиях не только видеть наземные ориентиры, но и своевременно обнаруживать грозовые фронты, избегать столкновений с приближающимися самолетами. А под остроконечными носовыми обтекателями истребителей перехватчиков скрываются антенны РЛС, формирующие несколько независимых радиолучей и с огромной скоростью перемещающие их в пространстве. В результате истребитель получает способность одновременно атаковать несколько целей, не теряя из вида десятка других.

Окончание.
Начало см. в "Радио", 2001, № 10

Современные самолеты снабжают и средствами защиты от радиолокационного обнаружения. Одно из них — станция помех, многолучевая антенна которой, изображенная справа внизу на второй странице обложки, способна направить всю энергию своего передатчика в заданном направлении, ослепляя РЛС противника. Обратите внимание на многослойную шаровидную деталь в верхней части обтекателя. Это диэлектрическая линза, фокусирующая луч.

Кроме "настоящих" самолетов, на салоне были представлены дистанционно пилотируемые летательные аппараты, по существу, — усовершенствованные радиоуправляемые летающие модели. Их основная задача во время военных действий — телевизионное (в том числе в инфракрасном диапазоне) наблюдение за полем боя и объектами в тылу противника. Выполнив задание, разведчик автоматически возвращается к месту старта и, заглушив двигатель, спускается на парашюте.



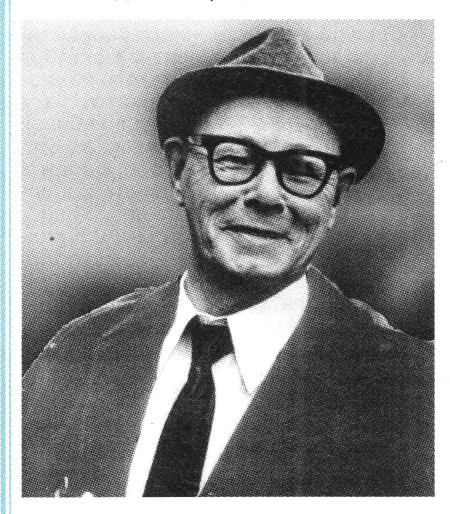
Такая антенна скрывается за носовым обтекателем современного истребителя.

Подобные аппараты с успехом могут использоваться и в мирной обстановке. Название одного из них, показанного на второй странице обложки, ГрАНТ — расшифровывается как "Гражданский Авиационный Наблюдатель Телевизионный". Его запускают со специальной рампы, установленной на крыше автомобиля УАЗ, а садится он как обычно, по-самолетному. ГрАНТ несет телевизионную камеру и может держаться в воздухе несколько часов, удаляясь от пункта управления на десятки километров. Применять его можно для обнаружения лесных пожаров, слежения за трассами ЛЭП, нефте- и газопроводов. Такой аппарат незаменим для организации репортажей о спортивных соревнованиях и других массовых мероприятиях.

Многое из представленного на салоне не удается, к сожалению, даже упомянуть в рамках краткого обзора. Вы сможете увидеть все сами, посетив очередной МАКС в 2003 г. ■

ПОЗДРАВЛЯЕМ КОЛЛЕГУ!

В ноябре исполняется 85 лет одному из старейших работников редакции журнала "Радио" — Александру Леонтьевичу Мстиславскому. В октябре 1955 года он пришел в редакцию, имея уже за плечами опыт работы в периодической печати. Конец пятидесятых и начало шестидесятых годов — период расцвета радиолюбительства в стране. Очерки и статьи редактора по общественно-массовой работе (была когда-то такая должность) А. Мстиславского, несомненно, внесли свой вклад в этот процесс.



Журналист не только по профессии, но и призванию, Александр Леонтьевич продолжал ездить в командировки по стране и выступать с авторскими материалами и после того, как в 1966 году стал "начальником штаба" редакции — ее ответственным секретарем. Высокий профессионализм, творческое отношение к работе в сочетании с высокой исполнительской дисциплиной (редкое, увы, качество в наше время) позволили ему в короткий срок вывести процессы подготовки и выпуска журнала на новый уровень.

Время берет свое, и в 1995 году Александру Леонтьевичу пришлось оставить пост ответственного секретаря. Но и сегодня его опыт литературного редактирования помогает выпускать журнал.

Коллектив редакции желает "Леонтичу" (так привыкли мы называть его между собой) здоровья, радостей в жизни!



КОГДА ПОЯВИЛИСЬ ПЕРВЫЕ ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ ТЕЛЕВИЗОРЫ?

Л. ЛЕЙТЕС, г. Москва

Еще в 20-е годы теперь уже прошлого столетия у нас в стране были радиолюбители, занимавшиеся конструированием приемных телевизионных устройств. Однако телевизоры, как таковые, появились у нас на шесть-семь лет позже начала регулярного вещания. Чем это объясняется, и рассказано в помещаемом здесь материале.

Начало отечественного телевизионного вещания относят к 1 октября 1931 г., когда из Московского радиовещательного технического узла (МРТУ), который находился вблизи Красной площади (Никольская ул., д. 7), начали регулярно проводить опытные передачи. Вещание происходило по оптико-механической системе в стандарте 30 строк/12,5 кадра в секунду в формате 4:3 и с полосой частот 7500 Гц. Передающая аппаратура для этого была разработана в лаборатории телевидения Всесоюзного электротехнического института, руководимой П. В. Шмаковым. Ведущим разработчиком устройств оптико-механической развертки был В. И. Архангельский.

Значительный вклад в разработку приемных телевизионных устройств внесли радиолюбители. Еще до начала отечественного вещания они конструировали их для приема зарубежных станций. Так, москвичи Н. А. Байкузов, В. Б. Востряков и Л. В. Кубаркин, впоследствии ставшие известными учеными и специалистами по радиотехнике, впервые испытали разработанную ими конструкцию с диском Нипкова [1—3] в ночь с 1-го на 2 апреля 1931 г.: они смотрели мультфильм "Микки-Маус", принимая на волне 1635 м немецкую станцию в Кенигсвутерхаузене (под Берлином). Заслуживает упоминания москвич Н. А. Сурменов, конструкция [4] которого была очень популярна среди радиолюбителей.

Особо следует отметить ленинградца А. Я. Брейтбарта (см. **фото**), который разработал дешевую малогабаритную конструкцию "Б-2" [5], ставшую единственным любительским приемным телевизионным устройством, выпускавшимся серийно. Это было началом большого творческого пути А. Я. Брейтбарта (1901—1986): он стал крупным специалистом по телевидению и радиолокации, автором учебников и книг, первым главным инженером Опытного ленинградского телецентра.

Роль и участие радиолюбителей в создании первых приемных телевизионных устройств трудно переоценить, если учесть, что радиопромышленность в 30-е годы очень медленно и с большим опозданием начала изготавливать малыми опытными партиями такие устройства и детали для телелюбителей. С призывом к радиопромышленности уже в 1936 г. [6] обратился В. Г. Волоковский, директор только что созданного в Ленинграде Всесоюзного научно-исследовательского института телевидения (ВНИИТ): "... организовать выпуск радиозаводами большой серии дешевых телевизоров на 30 строк (системы инж. Брейтбарта и др.) и большого числа деталей для телелюбителей".

И такое неприглядное положение в радиопромышленности было к концу 1935 г., т. е. спустя четыре года после начала регулярного телевизионного вещания. Поэтому в годы механического телевещания зрителями были в основном радиолюбители, их семьи и соседи.

Одним из первых отечественных приемных телевизионных устройств промышленного изготовления считают "Телевизор для индивидуального пользования" разработки ленинградского завода им. Коминтерна, который выпускали в 1932 г. [7]. Серийное изготовление телевизора "Б-2" на том же заводе началось лишь в начале 1936 г. [8].

Следует заметить, что "Телевизор для индивидуального пользования", устройство "Б-2" и любительские конструкции для приема телевизионных программ именовали телевизорами, хотя они фактически представляли собой приставки к радиоприемникам. Причем для приема звукового сопровождения телевизионной программы необходимо было иметь второй радиоприемник, работающий на другой волне.

На **рис. 1** представлена принципиальная схема устройства "Б-2". Размеры изображения в устройстве были 16×12 мм (с линзой — 32×24 мм) при диаметре диска Нипкова 190 мм.

Приставка состояла из неоновой лампы 1, генератора частоты строчной развертки 375 Гц (30×12,5), собранного на триоде СО-118 по регенеративной схеме с параллельным питанием, ведущего и синхронизирующего моторов с диском Нипкова, насаженным на общую ось их роторов. Синхронизирующим служил реактивный мотор, известный тогда под названием колеса Лакура или фонического колеса. Генератором управляли синхронизирующие импульсы, передаваемые в телевизионном сигнале телепередатчиком (камерой) в МРТУ. Сигнал с генератора поступал на обмотки 2 колеса Лакура, что и обеспечивало во время передачи синхронное и синфазное вращение дисков Нипкова приставки и телепередатчика МРТУ. Интересно заметить, что вначале применяли в основном вертикальную развертку изображения и лишь потом полностью перешли на горизонтальную.

Для подключения приставки к любому радиоприемнику квалифицированные радиолюбители проводили простейшие доработки. Неоновую лампу приставки включали в анод-



А. Я. Брейтбарт.

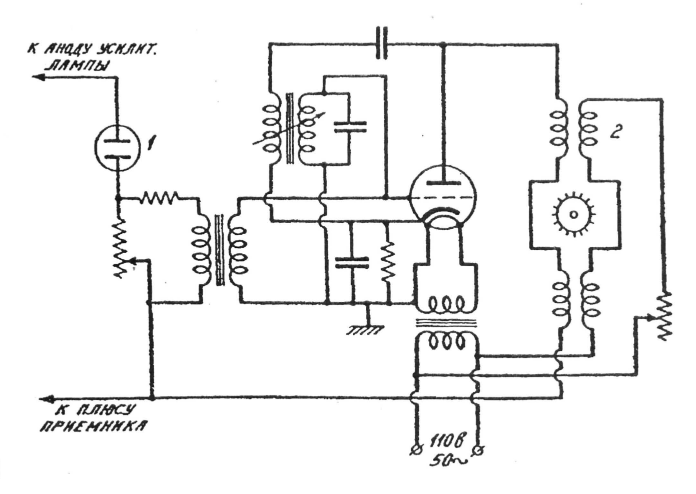


Рис. 1

ную цепь выходной лампы радиоприемника вместо первичной обмотки выходного трансформатора, как показано на **рис. 2**, где 1 — выходная лампа радиоприемника; 2 — гнезда

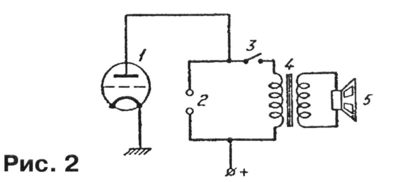


Рис. 2

или зажимы для подключения телевизионного приемного устройства (приставки); 3 — выключатель; 4 — выходной трансформатор; 5 — динамическая головка.

Такая модернизация позволяла использовать радиоприемник или только для приема радиовещательных программ, или только для приема телевизионного изображения.

Именно потому, что приставка "Б-2" была очень проста, она и была выбрана из многих других любительских конструкций для серийного промышленного производства. Высокую оценку ей дал известный ученый в области телевидения А. М. Халфин [9]: "Из всех телевизоров, которые были выпущены за годы существования механического ТВ вещания, телевизор "Б-2" оказался самым удачным не только у нас в Союзе, но и, пожалуй, за границей. Во всяком случае, ничего столь простого и компактного не было ни разу сконструировано".

Однако подключение приставки к обычному радиоприемнику могло обеспечить удовлетворительное качество изображения только при крупных планах [10], так как для полной реализации возможного качества по четкости следовало расширить полосу пропускания радиоприемника до 7500 Гц. Это могли сделать, конечно, только опытные радиолюбители.

В современном понимании телевизор в эпоху механического телевидения должен был содержать два радиоприемника, один из которых предназначался для приема изображения и имел нагрузкой неоновую лампу телевизионного приемного устройства (приставки), а второй — на другой волне для приема звукового сопровождения. Разработка специального радиоприемника для приема только телевизионного сигнала, а тем более еще и сигнала звукового сопровождения, считалась тогда неоправданной из-за мизерного объема (30+30 мин) вещания (ежедневно с 00 ч до 00 ч 30 мин и с 00 ч 30 мин до 1 ч 00 мин разными радиостанциями первые три месяца, потом два раза в пять дней и лишь в последние годы — ежедневно). Именно поэтому телевизоры для приема механического телевидения не разрабатывали, а изготавливали только приставки к радиоприемнику. Причем в течение всех лет функционирования механического телевидения программы часто сопровождали показом пояснительных титров, как в немом кино. Делали это для тех телезрителей, которые не имели второго радиоприемника. По этой же причине для москвичей (с 1937 г.) звуковую программу телевидения дублировали по городской трансляционной сети.



Рис. 3

Типовой набор приемного устройства московского телезрителя показан на **рис. 3**. Он состоял из радиоприемника (внизу на рисунке), телевизионной приставки (А. Я. Брейтбарта) и громкоговорителя (репродуктора), включаемого в трансляционную сеть. Полный комплект оборудования, эквивалентный по функциям телевизору, для любого телезрителя страны содержал еще и радиоприемник звука.

Первая опытная партия (20 штук) телевизоров ВРК (аббревиатура Всесоюзного радиокомитета) консольной конструкции с экраном размерами 130×175 мм была разработана и выпущена лишь в 1937 — 1938 гг. ВНИИТом для приема программ Опытного ленинградского телецентра, работавшего в стандарте электронного телевидения (240 строк, 25 кадров в секунду, построчная развертка) [11]. Главные разработчики телевизора — А. А. Расплетин и В. К. Кенигсон.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Григорьева Н. А.** Радиолюбитель, инженер, генерал. — М: ДОСААФ СССР, 1985.

2. **Востряков В. Б.** Как мы делали и налаживали телевизор. — Радиофронт, 1931, № 13/14, с. 779—783.

3. **Кубаркин Л. В.** Как мы "телевидели". — Радиофронт, 1931, № 13/14, с. 745—747.

4. **Сурменов Н. А.** Самодельные телевизоры. — М.: Радиоиздат, 1937.

5. **Брейтбарт А. Я.** Новый любительский телевизор. — Радиофронт, 1935, № 5, с. 39—42; № 7, с. 32—39; № 11, с. 36—41.

6. **Волоковский В. Г.** Телевидению — большевистские темпы. Чего мы ждем от радио в 1936 г.? — Радиофронт, 1936, № 1, с. 10.

7. Телевизор для индивидуального пользования. — Радиофронт, 1932, № 4, с. 28—32.

8. Телевизор Б-2. — Радиофронт, 1936, № 19, с. 38.

9. **Халфин А. М.** Механическое и электронное телевидение. — М.: Госиздат, 1937.

10. **Сытин И.** Радиоприемник для телевидения. — Радиофронт, 1936, № 8, с. 45—47.

11. **Товбин М. Н.** Первые отечественные приемники электронного телевидения. — Техника средств связи. Серия: Техника телевидения, 1981, вып. 5, с. 88—93.

E-mail: tv@paguo.ru
тел. 208-83-05

СБИС ФИРМЫ PHILIPS

МИКРОСХЕМА TDA9321H

Б. ХОХЛОВ, доктор техн. наук, г. Москва

Структурная схема блока фильтров и коммутаторов микросхемы представлена на **рис. 4**. В основные функции блока входят выбор входных сигналов (ПЦТВ, Y/C), калибровка фильтров, обработка цветового и яркостного сигналов, строк хэлпера сигнала Y системы PAL-plus, выбор сигналов $(Y, U, V)_{внутр}$ и $(R, G, B/Y, U, V)_{внеш}$.

Входной коммутатор имеет три входа ПЦТВ (выводы 14, 16 и 18 микросхемы) и две группы входов Y/C (выводы 20, 21 и 23, 24), которые выбирают по цифровой шине битами DEC3—DEC0 (регистр 08, биты D3—D0). Входы Y/C можно использовать как дополнительные входы ПЦТВ. Служебные входы AV1 и AV2 (выводы 15 и 17) применимы для определения уровня (0 или 3 В) на них, т. е. для определения статуса вывода 8 разъема SCART. Статус этих входов считывают по битам S1A, S1B и S2A, S2B цифровой шины (регистр 02, биты D1, D0 и D3, D2 соответственно).

Для автоматического режима Y/C (S-VHS), который включается битом DEC3 цифровой шины (регистр 08, бит D3) при его установке в 1, входной селектор автоматически определяет, какой подан сигнал (ПЦТВ или Y/C) путем оценки амплитуды вспышки сразу после синхроимпульса на выводах 20, 21 при значениях битов DEC3—DEC0 = 1100 (или на выводах 23, 24 при значениях DEC3—DEC0 = 1110). Будет выбран сигнал с наибольшей амплитудой вспышки. Статус выбора может быть проверен по выходному статусному биту YC цифровой шины (регистр 02, бит D4). При выборе ПЦТВ бит YC = 0, а при выборе S-VHS бит YC=1.

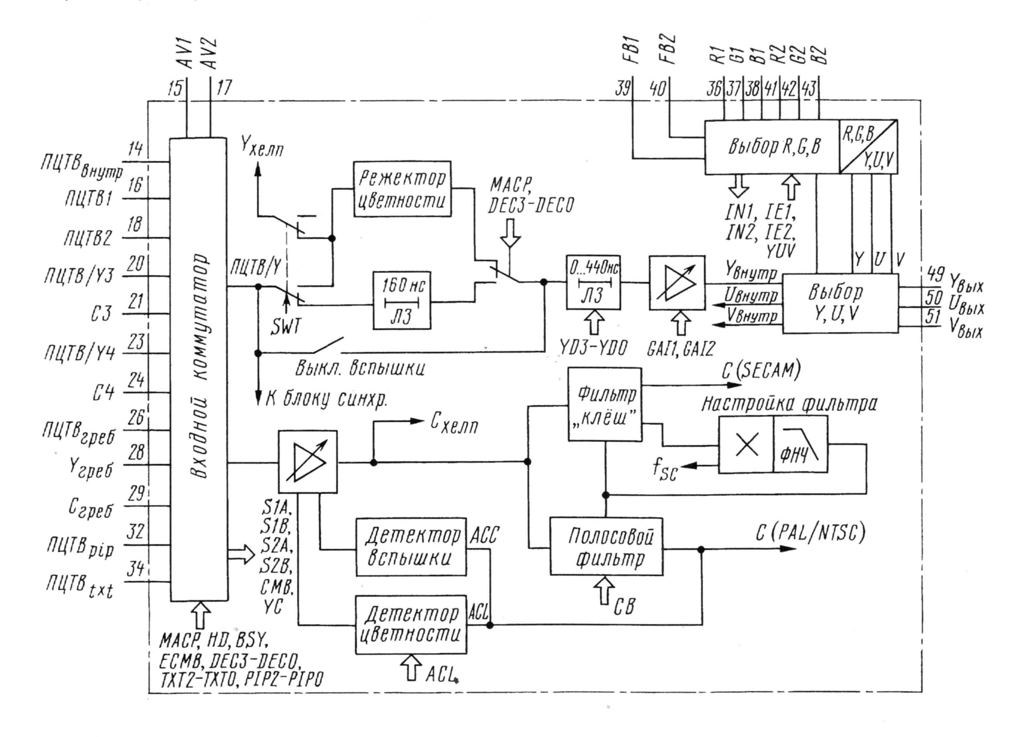


Рис. 4

При использовании гребенчатого фильтра (микросхема SAA4961) бит ECMB цифровой шины (регистр 08, бит D4) устанавливают в 1. При этом цветовая поднесущая F_{SC} с постоянной составляющей, равной 4,2 В, поступает на вывод 30. Если бит ECMB установлен в 0, гребенчатый фильтр выключен. Сигналы SYS1, SYS2 (получаются в блоке цветности, рассказ о котором будет дальше) на выводах 25, 27 применяют для переключения гребенчатого фильтра с целью обработки сигналов различных цветовых стандартов системы PAL в соответствии с **табл. 2**.

Сигнал на фильтр снимают с вывода 26. Для сигналов систем PAL/NTSC используют комбинированные выходы Y/C из фильтра (сигналы подают на входы $Y_{греб}$, $C_{греб}$ микросхемы, выводы 28, 29 соответственно). При стандартном включении микросхемы для сигнала SECAM и черно-белых сигналов выводы—входы 28, 29 не задействуют, а используют сигналы ПЦТВ или Y/C (разработчики микросхемы считают невозможным применение гребенчатого фильтра для сигнала SECAM).

Таблица 2

Цветовой стандарт	Значение сигнала		Выбранный кварц. резонатор (частота)
	SYS1	SYS2	
PAL-M	0	0	C(3,575611)
PAL-B/G/H/D/I	0	1	A(4,433619)
NTSC-M	1	0	D(3,579545)
PAL-N	1	1	B(3,582056)

В режиме AUTO COMB (биты ECMB и DEC3 устанавливают в 1) входной селектор автоматически выбирает режим Y/C, если на входах C присутствует вспышка с большой амплитудой (выводы 21, 24). Если большая вспышка имеется на входах ПЦТВ/Y3, ПЦТВ/Y4, то селектор выбирает выходы гребенчатого фильтра (т. е. входы $Y_{греб}$, $C_{греб}$), а для сигнала SECAM и черно-белого сигнала используют ПЦТВ. Статус выбора входов $Y_{греб}$, $C_{греб}$ может быть проверен по статусному биту CMB цифровой шины (регистр 02, бит D5). Если CMB=1, применены сигналы Y/C с выходов гребенчатого фильтра. При CMB=0 использован ПЦТВ.

Выходы $ПЦТВ_{TXT}$, $ПЦТВ_{PIP}$ и $ПЦТВ_{греб}$ могут быть выбраны независимо и в соответствии с **табл. 3 —5**. Ключи входного коммутатора показаны на **рис. 5**. Сигналы поступают или на выход $ПЦТВ_{TXT}$ (вывод 34) при битах TXT2—TXT0 в 101 или 111 цифровой шины, или на выход $ПЦТВ_{PIP}$ (вывод 32) при битах PIP2 — PIP0 в 101 или 111, или на выход $ПЦТВ_{греб}$ (вывод 26).

Петля калибровки фильтров работает в автоматическом режиме. Калибровка происходит во время каждого обратного хода по полям. Петля стабилизируется, когда резонансная частота фильтра "клеш" равна F_{SC} (F_{SC} = VCXO — образцовый сигнал, частота которого равна 4,4 или 3,6 МГц в зависимости от выбранного кварцевого резонатора). Цветовой полосовой и режекторный фильтры также настраиваются по сигналу F_{SC}. Центральная частота цветового

Продолжение.
Начало см. в "Радио", 2001, № 9, 10

E-mail: tv@paguo.ru
тел. 208-83-05

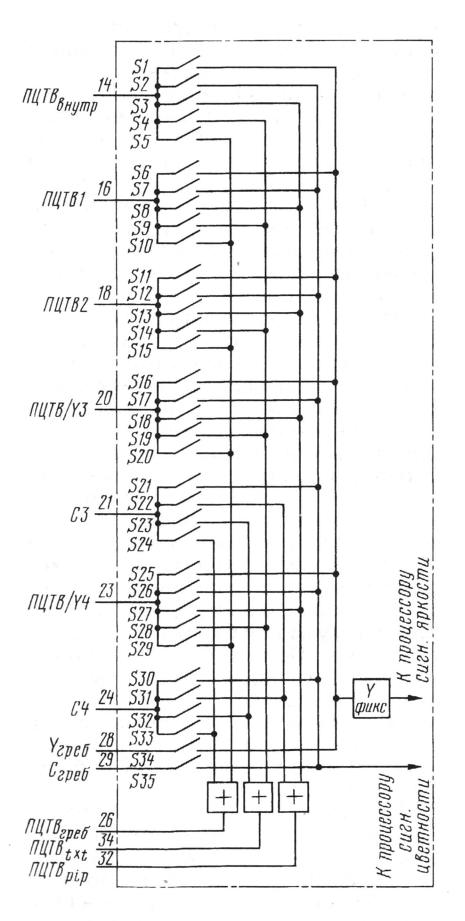


Рис. 5

полосового фильтра может быть смещена на 1,1F_{SC} битом CB цифровой шины (регистр 01, бит D1) при установке в 1. В режиме SECAM резонансная частота фильтра "клеш" становится равной 4,286 МГц, а частота цветового режектора — 4,3 МГц для оптимального подавления поднесущих.

Цветовой сигнал поступает одновременно на полосовой фильтр PAL/NTSC и на фильтр "клеш" SECAM через усилитель с регулируемым усилением, которое контролируется детектирующими узлами ACC и ACL. Динамический диапазон узла ACC (АРУ цветности) равен 26 дБ (измеряется амплитуда вспышки): амплитуда вспышки на входе фильтра "клеш" практически постоянна в интервале изменения на входе усилителя от +6 до –20 дБ, где 0 дБ — размах 300 мВ.

Узел ACL — детектор амплитуды сигнала цветности. Он активен, когда отношение размахов сигнала цветности к вспышке равно примерно трем. Работа узла ACL не зависит от узла ACC. Он управляет только амплитудой сигнала цветности и не влияет на вспышку. Узел ACL включают и выключают битом ACL цифровой шины (регистр 01, бит D2).

Сигнал с выхода полосового фильтра проходит на декодер PAL/NTSC, а выходной сигнал фильтра "клеш" — на декодер SECAM. Для демодулятора сигнала хэлпера системы PAL-plus (узел в статье не рассматривается) используют сигнал с выхода усилителя.

В выбранном ПЦТВ фиксируются уровни, а затем он приходит на цветовой режектор. В режиме Y/C сигнал Y проходит постоянную линию задержки на 160 нс. После этого сигналы поступают на регулируемую линию задержки (0 — 440 нс с шагом 40 нс). Управление задержкой обеспечивается битами YD3 — YD0 цифровой шины (регистр 1A, биты D7 — D4). Далее сигналы проходят усилитель для регулировки усиления управляющими битами GAI1 и GAI0 цифровой шины (регистр 02, биты D5, D4).

Таблица 3

Значение бита					Выбранный сигнал	Сигнал ПЦТВ$_{\text{греб}}$ для греб. фильтра (вывод 26)	Замкнутые ключи (рис. 5)
ECMB	DEC3	DEC2	DEC1	DEC0			
0	0	0	0	X	ПЦТВ$_{\text{внутр}}$	ПЦТВ$_{\text{внутр}}$	S1, S2, S5
0	0	0	1	0	ПЦТВ1	ПЦТВ1	S6, S7, S10
0	0	0	1	1	ПЦТВ2	ПЦТВ2	S11, S12, S15
0	0	1	0	0	ПЦТВ3	ПЦТВ3	S16, S17, S20
0	0	1	0	1	Y/C3	Y3+C3	S16, S20, S21, S24
0	0	1	1	0	ПЦТВ4	ПЦТВ4	S25, S26, S29
0	0	1	1	1	Y/C4	Y4+C4	S25, S29, S30, S33
0	1	1	0	0	авто Y/C3	ПЦТВ3 или Y3+C3	S16, S17, S20 или S16, S20, S21, S24
0	1	1	1	0	авто Y/C4	ПЦТВ4 или Y4+C4	S25, S26, S29 или S25, S29, S30, S33
1	0	0	0	X	Y/C$_{\text{греб}}$	ПЦТВ$_{\text{внутр}}$	S5, S34, S35
1	0	0	1	0	H/C$_{\text{греб}}$	ПЦТВ1	S10, S34, S35
1	0	0	1	1	Y/C$_{\text{греб}}$	ПЦТВ2	S15, S34, S35
1	0	1	0	0	Y/C$_{\text{греб}}$	ПЦТВ3	S20, S34, S35
1	0	1	1	0	Y/C$_{\text{греб}}$	ПЦТВ4	S29, S34, S35
1	1	1	0	0	авто ПЦТВ/Y/C3	ПЦТВ3 или Y3+C3	S20, S34, S35 или S16, S20, S21, S24
1	1	1	1	0	авто ПЦТВ/Y/C4	ПЦТВ4 или Y4+C4	S29, S34, S35 или S25, S29, S30, S33

Таблица 4

Значение бита			ПЦТВ$_{\text{TXT}}$	Замкнутые ключи (рис. 5)
TXT2	TXT1	TXT0		
0	0	X	ПЦТВ$_{\text{внутр}}$	S4
0	1	0	ПЦТВ1	S9
0	1	1	ПЦТВ2	S14
1	0	0	ПЦТВ3	S19
1	0	1	Y3+C3	S19, S23
1	1	0	ПЦТВ4	S28
1	1	1	Y4+C4	S28, S32

Таблица 5

Значение бита			ПЦТВ$_{\text{PIP}}$	Замкнутые ключи (рис. 5)
PIP2	PIP1	PIP0		
0	0	X	ПЦТВ$_{\text{внутр}}$	S3
0	1	0	ПЦТВ1	S8
0	1	1	ПЦТВ2	S13
1	0	0	ПЦТВ3	S18
1	0	1	Y3+C3	S18, S22
1	1	0	ПЦТВ4	S27
1	1	1	Y4+C4	S27, S31

В микросхеме предусмотрены две группы линейных входов для внешних сигналов R, G, B, а также входы сигналов быстрого бланкирования. Бланкирующий сигнал Fb2 имеет приоритет над сигналом Fb1. Входы R1, G1, B1 можно использовать и как входы сигналов Y, U, V соответственно (управление по цифровой шине). Сигналы R, G, B преобразуются в сигналы Y, U, V и проходят на устройство выбора сигналов Y, U, V. Можно вводить внешние сигналы во внутреннее изображение в виде OSD или PIP. Фиксация уровней в сигналах R, G, B обычно обеспечивается внутренними кламмирующими импульсами. Однако если внешний сигнал не синхронен с внутренним, то импульсы для синхронизации подают на вывод 60 (A_H/CLP).

(Окончание следует)

E-mail: tv@paguo.ru
тел. 208-83-05

МОДЕРНИЗАЦИЯ ТЕЛЕВИЗОРОВ ЗУСЦТ—5УСЦТ

КАЧЕСТВО ИЗОБРАЖЕНИЯ. О КАТОДАХ КИНЕСКОПА И ВОССТАНОВЛЕНИИ ИХ ЭМИССИИ

Л. ПАШКЕВИЧ, В. РУБАНИК, Д. КРАВЧЕНКО, г. Киев, Украина

Самый дорогой компонент в телевизоре — кинескоп. От качества его работы, в первую очередь, зависит то, какое изображение получится на экране. При новом (тем более импортном) кинескопе для его улучшения достаточно установить новый модуль цветности (МЦ-97 или МЦ-107) и модернизировать радиоканал (модулем СМРК-97 и блоком СКВ-ND). Если в телевизоре старый кинескоп (даже после трех лет эксплуатации, особенно если он отечественного производства), кроме указанного обновления, нужно подумать и о нем.

Определяющими продолжительность и качество работы кинескопа, безусловно, нужно назвать катоды.

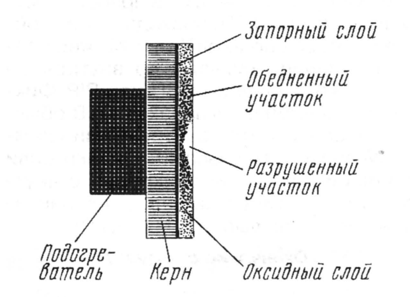


Рис. 1

В кинескопе наиболее часто применяют оксидные катоды, представляющие собой, как показано на **рис. 1**, металлический керн (подложку), на котором находится слой окислов щелочноземельных металлов и других компонентов, в том числе окисла бария. При изготовлении катод подвергается специальной обработке — активации, в результате которой из окисла восстанавливается барий. Оно и служит источником свободных электронов, обеспечивая термоэлектронную эмиссию.

Расскажем немного подробнее об изготовлении катодов и их активации (этот процесс используют в современных приборах при восстановлении эмиссии, о чем — дальше).

Оксидные катоды, которые используют в настоящее время в кинескопах, относят к группе полупроводниковых. Их достоинства: простота изготовления, высокая эффективность, большой срок службы, относительно низкая рабочая температура (780...820 °С).

Продолжение. Начало см. в "Радио", 2001, № 5, 6

Керны чаще всего делают из никеля и его сплавов, которые обладают высокой температурой плавления (1480 °С) и сравнительно низкой скоростью испарения при температурах до 930 °С.

Эмиссионный слой (покрытие) должен содержать окислы бария, стронция, кальция (BaO, SrO, CaO). Однако они реагируют с влагой и углекислым газом воздуха, поэтому на керн наносят суспензию из их карбонатов ($BaCO_3$, $SrCO_3$, $CaCO_3$) и других компонентов. После сушки и прокалки при температуре 200...280 °С катоды монтируют в стеклянный баллон и откачивают из него воздух.

Разложение карбонатов на окислы металлов и углекислый газ происходит при термической обработке (подаче напряжения накала на подогреватель) в вакууме (10^{-4} ... 10^{-5} мм рт. ст.) с непрерывным удалением газов. При температуре 600 °С начинается разложение карбоната кальция, а при более высоких температурах — карбонатов стронция и бария. Углекислый газ, взаимодействуя с углеродом в суспензии, переходит в окись углерода. Заканчивают процесс прогревом катода до 830 °С [1].

Окислы бария, стронция и кальция образуют на поверхности керна белое шероховатое покрытие толщиной 50...100 мкм, которое прочно удерживается на нем.

Уже при разложении карбонатов начинается активация покрытия — восстановление металлического бария, распределяющегося равномерно по всей толще. Температура активации обычно не превышает 1030 °С. При этом происходит термическое разложение уже окисла на барий и кислород, который тоже откачивают. Избыток бария служит донорной примесью к окислам бария, стронция, кальция и обеспечивает эмиссионному слою электронную проводимость. Присутствие стронция способствует увеличению тока термоэлектронной эмиссии катода, а кальций придает покрытию плотность и прочность.

Однако только за счет термического разложения невозможно обеспечить полную активацию катода, так как для этого потребуется много времени или слишком высокая температура. А при температуре более 1030 ° С уже начинаются нежелательные процессы — рост кристаллов окислов и повышенное испарение, как окислов, так и материала керна. Причем скорость испарения окиси бария намного (три-четыре порядка) выше скорости испарения окисей стронция и кальция. В результате испаряется только окись бария и сам барий, причем в основном из поверхностного слоя. Уменьшение эмиссии катода начинается уже после испарения 1,5...2,5 % окиси бария. Кроме того, испарение металлического бария и материала керна может вызвать утечки между электродами электронного прожектора.

Поэтому используют и другие способы активации, ускоряющие удаление кислорода из покрытия, например, при химических реакциях окиси бария с окисью углерода и водородом, при которых выделяется барий, углекислый газ и вода, а также с материалом керна и его примесями (магнием, кальцием, цирконием и др.). Кроме того, активацию проводят под воздействием электрического тока, которое рассматривают как электролиз, т. е. разделение компонентов оксида (кислорода на границе слоя с вакуумом и бария на поверхности керна). Причем скорость активации тем больше, чем выше температура и ток. Однако с ростом температуры влияние тока уменьшается, что заставляет вести процесс при возможно низкой температуре и большей плотности тока [2].

Для устойчивой работы катодов кинескопа при эксплуатации необходимо, чтобы на протяжении длительного времени концентрация избыточного бария в оксидном слое и на его поверхности оставалась постоянной. Однако с течением времени все же происходит ее уменьшение из-за постоянного испарения и окисления (отравления), и, как правило, в первую очередь на периферии катодов, а затем уже по всей поверхности. Скорость этого процесса зависит от качества изготовления кинескопа, степени отклонения режимов эксплуатации катодов от установленных норм и конструктивных особенностей.

С появлением на поверхности катода обедненных участков эмиссионно-активная часть поверхности катода уменьшается, что увеличивает удельную плотность тока с нее. А это приводит к локальному перегреву оксидно-бариевого слоя, в результате чего он еще быстрее испаряется и разрушается (рис. 1).

При модернизации телевизора именно из-за указанных процессов сразу следует обратить внимание на кинескоп. Ведь иногда установка нового модуля цветности хотя и заметно улучшает качество изображения, но это еще не свидетельствует о том, что кинескоп хороший. Ведь годы его эксплуатации совместно с модулями цветности МЦ-2, МЦ-3, МЦ-31 и т. п., а особенно с МЦ-41 или МЦ-46, существенно изнашивают его.

Восстановление эмиссионных свойств катодов кинескопа — это комплексная задача, состоящая из этапов диагностики их состояния, восстановления эмиссионных

свойств и обеспечения оптимального режима эксплуатации.

Качество кинескопа можно оценить при кратковременном замыкании цепей катодов с общим проводом ("корпусом") телевизора так, как об этом уже было сказано в первой статье цикла. Но, конечно, лучше использовать для такой цели специальный прибор.

Продолжительность нормальной работы катодов кинескопов различных типов не одинакова. Кроме того, она может существенно отличаться даже у одного и того же типа разных годов выпуска. Практика показывает, что почти все кинескопы (отечественные и импортные), проработавшие хотя бы один год или чуть более, уже требуют восстановления эмиссии катодов или их профилактической "чистки" (о ней — дальше).

Через четыре-пять лет эксплуатации для большинства кинескопов восстановление эмиссии обязательно. И в дальнейшем необходимо с интервалом в один-два года контролировать состояние катодов, чтобы своевременно их восстанавливать.

После пяти-шести лет работы отечественного кинескопа максимальный ток эмиссии его катодов обычно не превышает 200 мкА, что составляет не более 15 % первоначального значения. На экране телевизора это может проявляться в ухудшении четкости изображения, нарушении баланса белого, появлении "факелов" справа от яркого фрагмента сюжета, а также заметном увеличении времени разогрева кинескопа после включения. Причем визуально (без прибора) заметить ухудшение эмиссии можно только на последней стадии ее потери, тогда как восстановление намного эффективней на более ранних стадиях.

Оксидный слой хорошо активированного катода имеет относительно малое сопротивление при рабочей температуре. В процессе эксплуатации оно возрастает, а ток эмиссии уменьшается. Полное сопротивление катода складывается из сопротивлений самого оксида, запорного слоя и поверхностного слоя (рис. 1). Причем поверхностный и запорный слои обладают значительно большим сопротивлением, чем оксидный. Чем хуже состояние катода, тем больше сопротивление участка "катод—модулятор".

Для увеличения эмиссии катода уже давно используют широко известные способы: повышение напряжения накала (относительно номинального) или электроискровой прострел высоким напряжением. Однако эксплуатация катода с повышенным напряжением накала приводит к увеличению запорного слоя, который существенно сокращает срок службы кинескопа. При электроискровом простреле возможно частичное или полное выгорание (или осыпание) оксидного покрытия, а иногда и обрыв катода (в кинескопах 61ЛК5Ц, 51ЛК2Ц и импортных). Эксплуатация катода с частично разрушенным покрытием, как уже отмечалось, вызывает более быструю невосполнимую утрату эмиссии. Поэтому лучше пользоваться при восстановлении специальными приборами.

Восстановление эмиссии катодов кинескопов современными приборами связано с термоэлектронной активацией, аналогичной такому процессу при изготовлении. Ее суть заключается в том, что активации способствует отбор эмиссионного тока с катода, который вызывает электролиз окиси бария. Возникшие ионы бария движутся к поверхности керна, где нейтрализуются (становятся свободными атомами) и диффундируют по оксидному слою. Ионы кислорода вылетают из катода и нейтрализуются газопоглотителем [3]. Для ускорения этого процесса используют другое не менее важное свойство оксидных катодов — создавать импульсный ток, превышающий обычные значения в сотни и тысячи раз [4]. При большом сопротивлении участка "катод—модулятор" кинескопа с плохой эмиссией очень большая мощность рассеивается на катоде и модуляторе, что приводит к очень сильному нагреву катода, которого нельзя достичь, например, только повышением напряжения накала. При такой высокой температуре катода и высоком вакууме в колбе кинескопа происходит термическое разложение окиси бария.

В результате концентрация свободного бария в оксидном слое существенно возрастает в течение небольшого промежутка времени. Причем под воздействием высокой температуры происходит диффузионное перемешивание компонентов оксидного покрытия, атомы бария равномерно распределяются в нем, исчезают обедненные участки.

Следует иметь в виду, что восстановление эмиссии катода нужно начинать с малых значений тока и затем постепенно увеличивать до максимального, так как на начальном этапе активации катода с частичной потерей эмиссии нельзя сразу нагружать его большим током. Перегрузка приводит к "утомлению" катода и значительному спаду эмиссии. Процесс утомления заключается в связывании бария газами, выделяющимися из катода и модулятора, а также диффузией бария к керну. При этом поверхностный слой катода обедняется. После утомления катод требует значительно большего времени на восстановление.

Однако термоэлектронной активации иногда бывает недостаточно. Ведь в процессе эксплуатации на катод оседают частицы пыли из колбы кинескопа и ухудшают эмиссию. Кроме того, поверхностный слой может почти не содержать окиси бария (вследствие испарения). В этих случаях активировать катод позволяет только режим "чистки" (или "электронной метлы"). Для этого при выключенном напряжении накала между катодом и модулятором подают повышенное ускоряющее напряжение определенной формы. Чем шероховатей поверхность, тем больше градиент потенциала на неровностях и тем раньше возникает искрение по всем вершинам оксида. Продолжительность такого режима может быть от долей до нескольких секунд. При искрении происходит локальный отбор тока с вершин поверхностного слоя и инородных частиц, в результате чего они разогреваются и испаряются (выгорают). На месте вершин и частиц образуются микрократеры, входящие в более глубокие слои оксида. После "чистки" катод, как правило, хорошо активируется.

В журнале "Радио" и в технической литературе опубликовано довольно много материалов о приборах для проверки и восстановления эмиссии катодов кинескопов. Внешний вид последнего варианта упоминавшегося в первой статье цикла специального прибора из серии "КВИНТАЛ" — "КВИНТАЛ-7.02", в котором использованы описанные выше режимы, показан на **рис. 2**. Бо-

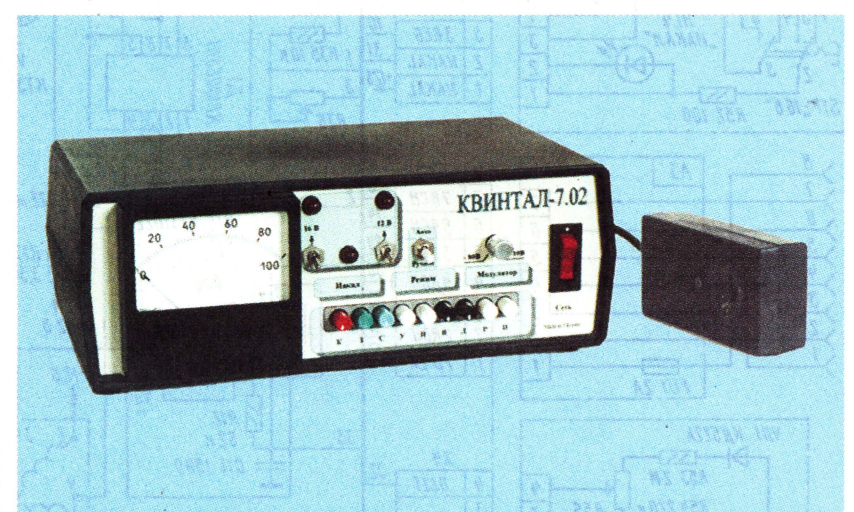


Рис. 2

E-mail: tv@radio.ru
тел. 208-83-05

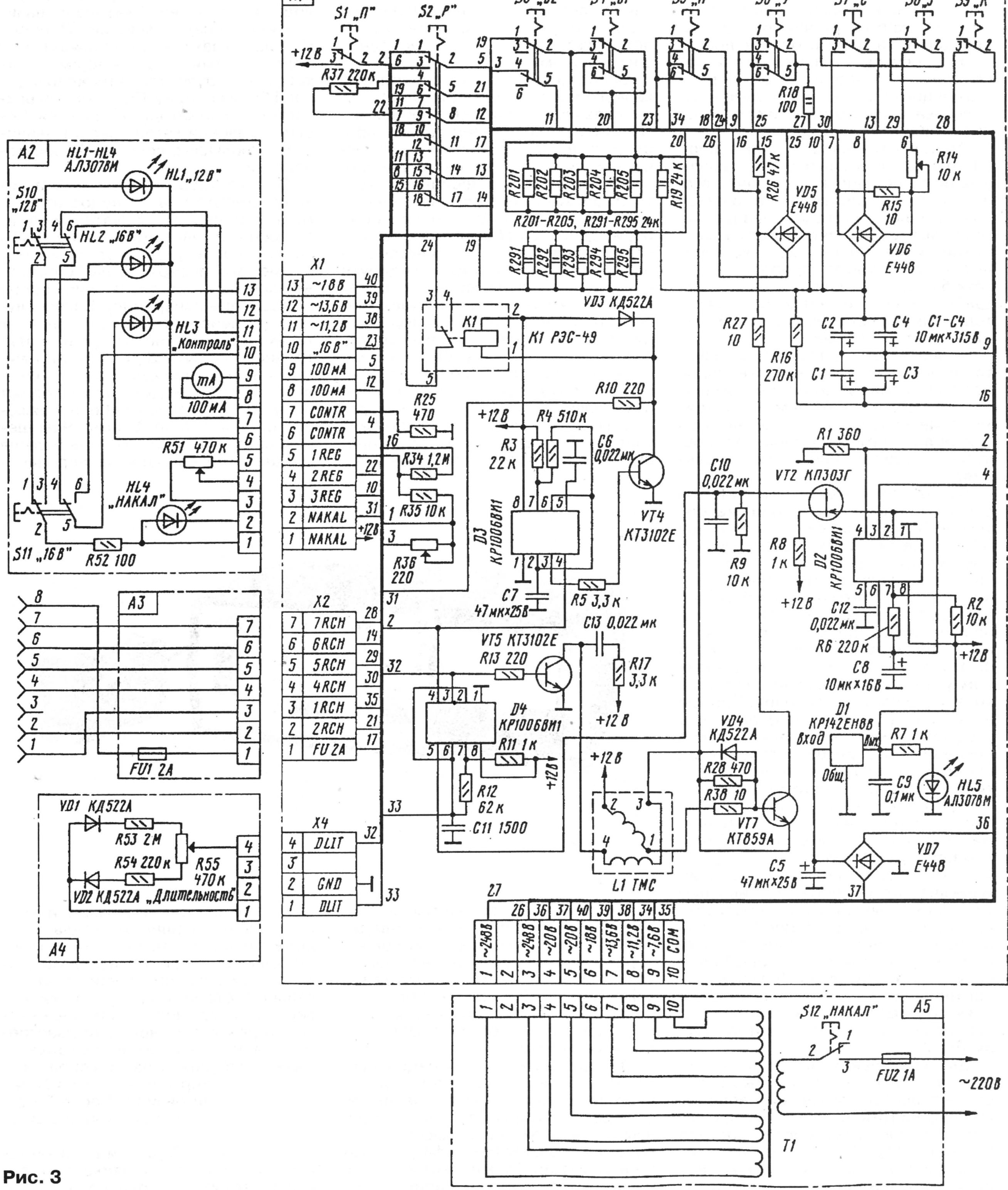


Рис. 3

лее ранний вариант — прибор "КВИНТАЛ-5М". Его принципиальная схема изображена на **рис. 3**. Ее краткое описание и рекомендации по пользованию предполагается опубликовать в одном из следующих номеров журнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Евстигнеев С. И., Ткаченко А. А.** Катоды и подогреватели электровакуумных приборов. — М.: Высшая школа, 1975.

2. **Кудинцева Г. А.** и др. Термоэлектронные катоды. — М.: Энергия, 1966.

3. **Дулин В. Н.** Электронные приборы. — М.: Энергия, 1969.

4. **Кауфман М. С., Палатов К. И.** Электронные приборы. — М.: Энергия, 1970.

(Продолжение следует)

E-mail: tv@paguo.ru
тел. 208-83-05

DX-ВЕСТИ

П. МИХАЙЛОВ (RV3ACC), комментатор радиокомпании "Голос России"

РОССИЯ

В соответствии с решением Государственной комиссии по радиочастотам (ГКРЧ) в России для радиовещания используются частоты и в границах от 92,0 до 100,0 МГц. Дело в том, что разрешения на вещание на 4-м и 5-м телевизионных каналах, мешающих работе радиостанций в диапазоне УКВ-2 (европейское обозначение "FM"), больше не выдают. Там, где 4-й канал еще занят вещанием, для радио будет использоваться участок частот от 92,0 до 100,0 МГц, а где работает 5-й телеканал — соответственно от 88,0 до 92,0 МГц. В этой связи кабельным телевизионным сетям рекомендовано освободить 4-й и 5-й телеканалы от ретранслируемых сигналов и перестроить эти системы на другие частоты.

И вот тому подтверждение: в Новосибирске заработал круглосуточный ретранслятор московского "Авторадио", частота — 98,7 МГц (в некоторых источниках она приведена неверно). Возможно, со временем в программе станции появятся также местные включения. О дальнейших изменениях можно узнать на Интернет-сайте: <**www.dxing.chat.ru**>.

ВЫШНИЙ ВОЛОЧЕК (Тверская обл.). Здесь на частоте 105,7 МГц ретранслируются программы петербургской радиостанции "Радиоканал Мелодия".

КАЛИНИНГРАД. Здесь, на частоте 101,3 МГц, вместо программ бывшей радиостанции "Модерн" из Санкт-Петербурга ретранслируются программы радиостанции "Наше радио" (Москва).

МАГНИТОГОРСК. Сейчас в этом городе работают следующие радиостанции: "Люкс" — на частоте 100,5 МГц; "Серебряный дождь" — на частоте 101,0 МГц; "Континенталь" — на частоте 102,5 МГц; "MRC-радио" — на частоте 103,0 МГц; "Хит FM" — на частоте 103,6 МГц; "Русское Радио" — на частоте 104,2 МГц; "Магнит" — на частоте 105,2 МГц; "Европа Плюс" — на частоте 106,0 МГц. В перспективе планируется работа радиостанций "Новая Волна" — на частоте 107,8 МГц, "Ретро" — на частоте 104,7 МГц.

РОСТОВ-НА-ДОНУ. На частоте 104,6 МГц вместо радиостанции "Донской Мираж" работает радиостанция "Шансон", а вместо "Ностальжи" (частота 103,7 МГц) начала вещание радиостанция "Радио-7 — на семи холмах" (Москва).

СВЕРДЛОВСКАЯ обл. Радостанция "Авторадио" начала вещание в Екатеринбурге, используя частоты покинувшей эфир радиостанции "Джем" (69,02 и 102,5 МГц). Кроме того, эта станция вышла в эфир в Каменске-Уральском на частоте 102,2 МГц и в Нижнем Тагиле на частоте 101,5 МГц.

ЧЕЛЯБИНСК. Здесь, на частоте 96,4 МГц, заработал ретранслятор радиостанции "Ретро" (Москва). В настоящее время, помимо "Ретро", в этом городе работают следующие станции: "Русское радио" — на частоте 100,4 МГц; "Европа Плюс" — на частоте 101,6 МГц; "Интерволна" — на частоте 102,9 МГц; "Танго" (Москва) — на частоте 104,1 МГц; "Олимп" — на частоте 104,5 МГц; "L-радио" — на частоте 104,9 МГц; "Хит-FM" — на частоте 105,9 МГц; "Серебряный дождь" — на частоте 106,3 МГц; "Динамит-FM" — на частоте 107,3 МГц.

СНГ

БЕЛОРУССИЯ. Программы московской радиостанции "Маяк" ретранслируются в Белоруссии на частотах 2-й республиканской программы по следующему расписанию: ежедневно — с 11.00 до 12.00; по субботам — с 4.00 до 6.00, с 11.00 до 13.00 и с 20.00 до 21.00; по воскресеньям — с 4.00 до 5.00, с 11.00 до 12.00 и с 20.00 до 21.00 .

В районе г. Орши заканчивается строительство нового мощного радиотелевизионного передающего центра. Аналогичный объект недавно введен в эксплуатацию в г. Мстиславле. Всего же, по перспективному плану, в Белоруссии до 2010 г. должны быть построены еще пять мощных ретрансляторов, включая новую телебашню в столице республики — Минске. Однако возведение башни откладывается на неопределенный срок, поскольку финансирование этих работ госбюджетом не предусмотрено.

Столичная радиостанция "РОКС-FM" продолжает круглосуточно вещать в Минске на частоте 102,1 МГц. К московской радиостанции "РОКС" эта минская станция не имеет никакого отношения.

Радиостанция "Русское Радио" в Минске использует частоту 98,9 МГц. В других городах Белоруссии ее программы звучат по несколько часов в сутки через передатчики радиостанции "РОКС-FM".

Радиостанция "Столица-FM" (бывшая радиостанция Минского областного радио) ретранслирует свои программы по республике в следующих городах (в порядке возрастания частот): Гомель — на частоте 100,1 МГц; Гродно — на частоте 100,5 МГц; Березино — на частоте 100,7 МГц; Брагин — на частоте 100,8 МГц; Могилев — на частоте 100,9 МГц; Синкевичи — на частоте 101,2 МГц; Сморгонь — на частоте 101,4 МГц; Пинск — на частоте 102,0 МГц; Костюковичи — на частоте 102,2 МГц; Браслав — на частоте 102,3 МГц; Ушачи — на частоте 102,7 МГц; Солигорск — на частоте 102,8 МГц; Мстиславль — на частоте 102,9 МГц; Геранены — на частоте 103,3 МГц; Ракитница — на частоте 103,7 МГц; Колодищи — на частотах 72,11 и 103,7 МГц; Сметаничи — на частоте 103,8 МГц; Мядель — на частоте 103,9 МГц; Слоним — на частоте 104,0 МГц; Бобруйск — на частоте 104,1 МГц; Витебск — на частоте 105,5 МГц; Осиповичи — на частоте 104,9 МГц.

ГРУЗИЯ. Ретранслятор программ московской радиостанции "Европа Плюс" заработал в грузинской столице на частоте 104,3 МГц. Местный филиал станции называет себя "Европа Плюс Тбилиси". Судя по восторженным телефонным звонкам тбилисцев в московскую студию "Европы Плюс", они очень довольны появлением этой станции в эфире своего города.

ВНИМАНИЕ! В связи с переходом ряда радиостанций на "зимнее" время (с 28 октября) и новые сезонные расписания некоторые данные, приведенные здесь, могут потребовать соответствующей корректировки.

Хорошего приема и 73! ■

Время всюду — UTC (MSK время — UTC + 4 ч для летнего периода, UTC + 3 ч для зимнего).

E-mail: receiver@paguo.ru
тел. 208-83-05

ФИРМЕ "ПЛАТАН" — 10 ЛЕТ

В дни юбилея фирмы "Платан" — одного из крупнейших поставщиков отечественных и зарубежных электронных компонентов на российский рынок — в Москве открылся новый магазин "Чип и Дип".

Редакция журнала "Радио" присоединяется к многочисленным поздравлениям друзей, партнеров и радиолюбителей и желает фирме "Платан" дальнейших успехов.

Торжественное открытие магазина. На переднем плане (слева направо): поэт Николай Зиновьев, депутат Государственной Думы Виктор Алкснис, президент фирмы "Платан" Виктор Йовчик, президент фирмы "Чип и Дип" Игорь Яковлев.



В сентябре 2001 г. в Москве открылся новый магазин "Чип и Дип" по адресу: ул. Беговая, д. 2.

О "ВРЕДНОМ" ЗВУКЕ

В. НОСОВ, г. Москва

Музыкальный звук, являющийся неоценимым благом для людей, может стать врагом человеку, его здоровью. Особенно это важно осознать молодому поколению, пользующемуся современной аудиоаппаратурой "на ходу".

Всем известны предложенные еще в 1980 г. японской фирмой SONY персональные плейеры — "walkman", предназначенные, по определению, для прогулок. Они позволяют слушать музыку практически в любой обстановке, почти не мешая окружающим. Прослушивание ведется с помощью миниатюрных головных телефонов. Между тем постоянное шумовое воздействие на органы слуха человека приводит к утомлению и соответствующей адаптации слуха (снижению чувствительности). В таких случаях, как правило, возникает желание увеличить громкость, что еще больше утомляет слуховой аппарат.

Как показано в [1], с возрастом у многих людей прогрессирует глухота, которая влияет на восприятие звуков высоких частот (см. **рис. 1**). При постоянном пользовании плейером с головными телефонами крутизна спада уровней слышимости в области 1 на рис. 1 еще больше возрастает и может иметь вид, показанный штриховой линией в области 2. Если у человека, не пользующегося плейером, к семидесяти годам уровень слышимости на частоте 1 кГц снижается в среднем в четыре раза и на частоте 5000 Гц в 300...350 (!) раз, то у пользующего плейером чувствительность снижается еще больше и, главное, раньше.

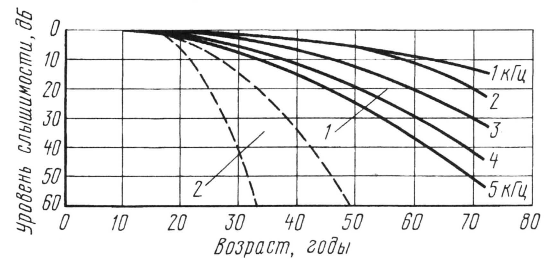


Рис. 1

Основной слуховой орган человека располагается во внутреннем ухе. В среднем ухе, расположенном за барабанной перепонкой, ее колебания с помощью слуховых косточек — молоточка, наковальни и стремени — передаются во внутреннее ухо. Там спиралевидная костная структура в виде улитки, имеющей чуть менее трех завитков, содержит нервные окончания, которые соединяют ухо с мозгом. Лабиринт улитки заполнен жидкостью и разделен посредине раковиной и перепонкой, называемой "базилярной". Посередине лабиринта на базилярной перепонке расположен самый важный орган слуха — кортиев орган — утолщение, из которого выступают тысячи волосяных клеток, сгибающихся при движении жидкости. Эти движения волосков и вызывают нервные импульсы, поступающие в мозг.

После продолжительного напряжения, вызванного высокими уровнями звука, а это происходит и при длительном пользовании головными стереотелефонами, волосяные клетки стареют и отмирают. Жидкость, находящаяся во внутреннем ухе, может приводиться в движение также и вследствие вибрации черепных костей — за счет прямой передачи звука от источника или из-за высокого уровня звука [2].

Наше ухо имеет неравномерную частотную характеристику. Например, средний уровень порога слышимости на частоте 20 Гц выше аналогичного уровня на частоте 1000 Гц почти на 60 дБ (т. е. чувствительность в 1000 раз ниже) [3]. Любители "басов", ощущающие их больше телом, при прослушивании музыки на головные телефоны вводят дополнительный подъем низких частот (режим "супер-бас"), что также вредно отражается на слухе.

Музыку можно считать частным случаем организованного человеком приятного на восприятие "шума"; так свидетельствуют специальные приборы — статистические анализаторы, измеряющие характеристики шумов. В связи с этим к оценке музыки, как шума, можно привлечь понятия, рассматриваемые в статистической радиотехнике [4]. При восприятии музыки минимальное отношение сигнала к помехе должно быть не менее 20 дБ по акустическому давлению.

На **рис. 2** приведены относительные уровни шума, которые нас сопровождают в жизни [5]. Если слушатель находится в метро (что нередко наблюдаем в действительности), для такого соотношения сигнал/шум головные телефоны плейера должны развивать звуковое давление в ушах до 115...120 дБ. Это всего лишь на 8...10 дБ меньше, чем болевой предел. Вот почему мы часто слышим на расстоянии несколько метров как "стрекочут" головные телефоны у молодых людей в такт любимого инструментального ансамбля. Этот "стрекот" от стереотелефонов свидетельствует о частичной потере слуха у таких "меломанов", причем безвозвратно. Ослабление внешнего шума головными телефонами зависит, конечно, от их конструкции, однако в любом случае экранирование на низких частотах для слушателя явно недостаточно.

Из-за широкого частотного спектра музыки и акустической нелинейности сред, в которых распространяется звук в голове, в результате биений отдельных частотных компонентов возникают инфразвуковые волны, которые весьма отрицательно действуют на здоровье человека.

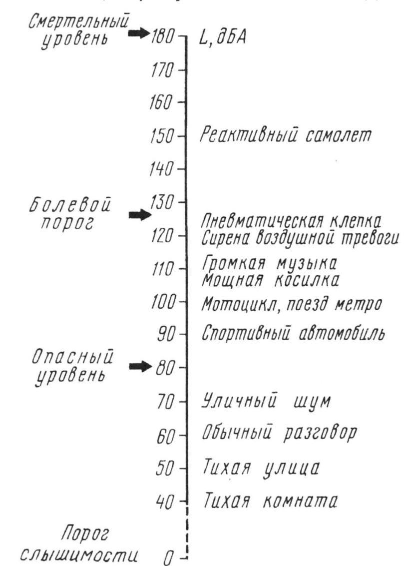


Рис. 2

Вывод ясен: не следует пользоваться плейерами, если окружающая среда "шумит" с уровнем более 60 дБА. Результаты воздействия городского шума на человека приведены в [6]. Установлено, что шум с уровнем 80 дБА и более чрезвычайно вреден для человека, особенно в области частот повышенной чувствительности слуха — 500...1000 Гц. Через час пребывания человека в условиях повышенного шума его слуховая чувствительность L понижалась на частоте 1000 Гц на 15...22 дБ (**рис. 3,а**: кривая 1 — контрольная для уровня 40 дБА; кривые 2—4 соответствуют уровням 60, 70 и 80 дБА), а после двух часов — на 22...31 дБ (**рис. 3,б**). После прекращения шума слуховой порог у испытуемых людей вос-

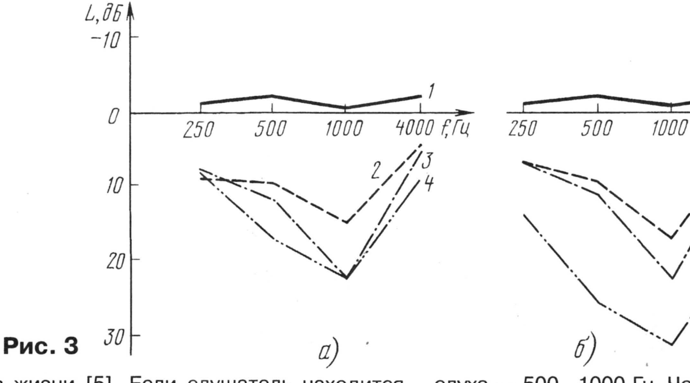


Рис. 3

РАДИО № 11, 2001
E-mail: audio@paguo.ru тел. 208-83-05

станавливался в течение 10...12 ч. Длительное воздействие сильного шума снижало слуховую чувствительность навсегда. Поскольку музыка оценивается статистически как шум, то и воздействие ее на человека должно быть адекватным указанным выше шумам.

Другой пример — неумелое использование звука в замкнутом пространстве автомобиля. В настоящее время модна автомобильная аудиоаппаратура большой мощности. В салоне легкового автомобиля меломаны-автомобилисты нередко размещают несколько мощных громкоговорителей, воспроизводящих звук в широкой полосе частот. Несмотря на малый коэффициент преобразования этой мощности в звук (КПД 0,5...1 % при электрической мощности до 100 Вт и более), воздействие звука на человека оказывается очень сильным. Звук действует в замкнутом объеме салона, и человек воспринимает звук не только ушами, но всей поверхностью своего тела (так называемый "пронизывающий звук"). От воздействия мощного звука отдельные части нашего тела входят в резонанс*, что для многих пользователей такой техники может иметь трагическое последствие. Так как музыка по своей природе является приятным "шумом" с широкой полосой частот, то практически весь организм человека подвергается мощной вибрационной атаке, и больные или наиболее слабые его органы могут просто отказать, что особенно опасно во время движения автомобиля, когда вибрации частично переходят в инфразвук.

Увеличение амплитуды колебаний резонирующих частей тела происходит не сразу, а постепенно. Человек до некоторых пор не чувствует, как у него развиваются вредные для здоровья процессы (особенно вредно воздействие на сердечно-сосудистую деятельность и на процессы, происходящие в мозге). Кроме того, за счет некоторых явлений в организме образуются неслышимые инфразвуковые колебания с частотой ниже 20 Гц. Нарушается вестибулярная функция, возникают утомление, головная боль, беспокойство и другие отрицательные факторы. Вызванные инфразвуком естественные, физиологические и внешние колебания (вибрации автомобиля, звуки музыки и др.) угнетающе действуют на психику, снижают реакцию водителей, вызывают сонливость. Так что автомобильная аудиоаппаратура, плохая вибростойкость и виброизоляция автомобиля могут стать причиной постепенной потери слуха, аварии на дорогах, обострения болезней и т. п. В связи с этим, вероятно, было бы полезным проводить при техосмотрах акустические измерения максимального звукового давления в салоне, значение которого ограничивалось бы исходя из достижения безопасности движения и санитарных норм.

Звуком — даже музыкальным — нужно пользоваться весьма бережно, чтобы из блага цивилизации он не превращался во врага здоровью.

* Собственные (резонансные) частоты колебаний органов человека: голова — 20...30 Гц; глаза — 40...100 Гц; вестибулярный аппарат — 0,5...13 Гц; сердце и позвоночник — 4...6 Гц; желудок — 2...3 Гц; кишечник — 2...4 Гц; почки — 6...8 Гц; руки — 2...5 Гц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Industrial Noise Manual. 2d. American Industrial Hygiene association, 1966.
2. Справочник по контролю промышленных шумов. Перевод с англ. под ред. В. В. Клюева. — М.: Машиностроение, 1979.
3. **Римский-Корсаков А. В.** Электроакустика. — М.: Связь, 1973.
4. **Левин Б. Р.** Теоретические основы статистической радиотехники. — М.: Советское радио, 1969.
5. **Новогрудский Е. Е., Шульгин А. И., Валиулин А. А.** Инфразвук: враг или друг? — М.: Машиностроение, 1989.
6. **Карагодина И. Л., Осипов Г. Л., Шишкин И. А.** Борьба с шумом в городах. — М.: Медицина, 1972.

СХЕМОТЕХНИКА АВТОМОБИЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

А. ШИХАТОВ, г. Москва

В качестве примера современного технического решения на **рис. 3** приведен фрагмент схемы одного из двух каналов усилителя "Power Amper 250". Номинальная выходная мощность составляет 50 Вт на нагрузке 4 Ом [4].

На входе каждого канала усилителя мощности установлен линейный усилитель (драйвер), выполненный на ОУ DA1 (**рис. 4**, нумерация элементов условная). Коэффициент усиления переменным резистором R5 изменяется на 20 дБ. Это позволяет регулировать чувствительность усилителя в диапазоне 0,15...1,5 В. Питание ОУ осуществляется от простейшего параметрического стабилизатора напряжения на стабилитронах VD1, VD2.

Схема усилителя мощности полностью симметрична от входа до выхода, что способствует уменьшению искажений сигнала. В выходном каскаде использованы параллельно включенные транзисторы. Для линеаризации характеристик выходного каскада при малом уровне сигнала введена глубокая местная ООС за счет резисторов сопротивлением 10 Ом в эмиттерах выходных транзисторов. При увеличении падения напряжения на этих резисторах до 0,7 В они шунтируются диодами и на работу усилителя при большом сигнале влияния не оказывают.

Такое построение выходного каскада обеспечивает глубокую местную ООС при малых уровнях сигнала, что положительно сказывается на качестве звучания. Обычно в усилителях классов В и АВ с малым током покоя наблюдается резкий рост искажений сигналов низкого уровня, что приводит к потере "прозрачности" звучания и детализации звуковых образов (в слуховых тестах усилителей подобные искажения описываются как "смазанный звук"). Для уменьшения искажений приходится увеличивать ток покоя выходного каскада. Примененное решение позволяет сохранить экономичность усилителя и повысить качество "первого ватта".

Продолжение. Начало см. в "Радио", 2001, № 10

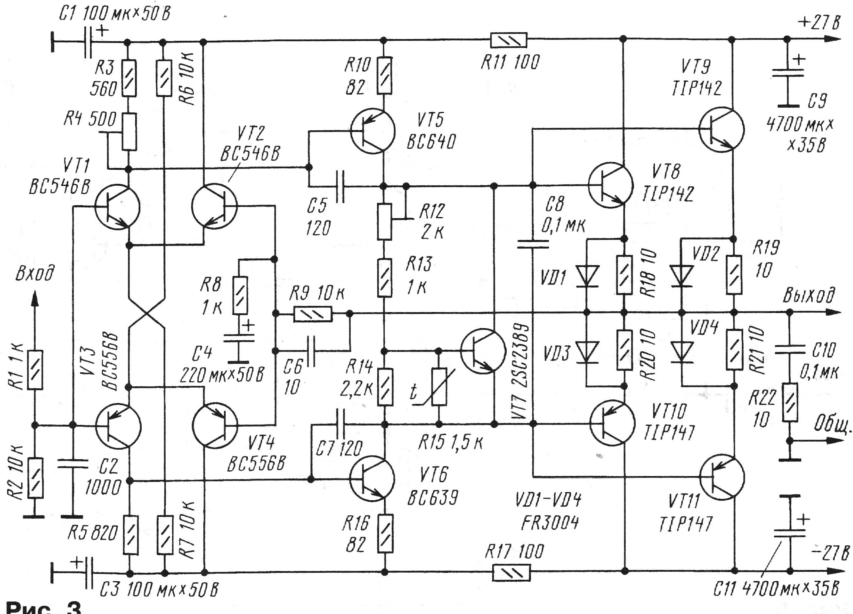


Рис. 3

E-mail: audio@paguo.ru тел. 208-83-05

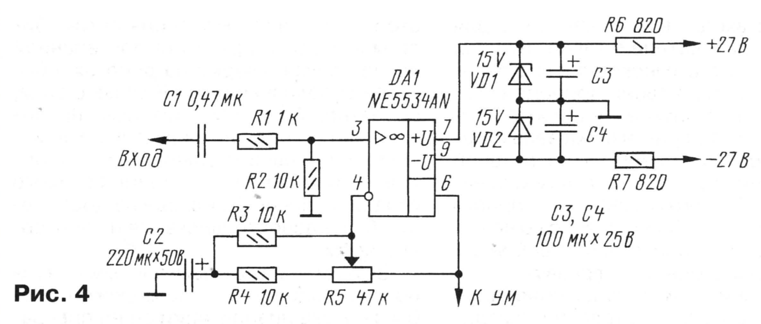


Рис. 4

Фильтр R1R2C2 на входе УМ с частотой среза порядка 100 кГц предотвращает попадание в тракт радиопомех и наводок от встроенного преобразователя напряжения питания. Корректирующие конденсаторы C5—C7 обеспечивают устойчивость работы усилителя. С этой же целью на его выходе установлена традиционная цепочка R22C10. Конденсатор C8 снижает искажения сигнала на верхних частотах диапазона.

Усилитель смонтирован в массивном алюминиевом корпусе с ребрами, выполняющем функцию теплоотвода. Транзистор VT7 и терморезистор R15 с положительным ТКС (так называемый позистор) имеют тепловой контакт с корпусом. Защита от перегрузки усилителя осуществляется в блоке питания.

Указанные на схеме транзисторы BC546B и BC556B можно заменить соответственно на КТ3102Ж и КТ3107Б, BC639 и BC640 — на КТ645А и КТ644А, 2SC2389 — на любой из серии КТ315. У составных транзисторов выходного каскада TIP142 и TIP147 прямых аналогов нет, но их могут заменить соответственно КТ827 и КТ825 с любым буквенным индексом и дополнительные защитные диоды КД213 (их подключают между коллектором и эмиттером в обратной полярности). При повторении конструкции имеет смысл отказаться от

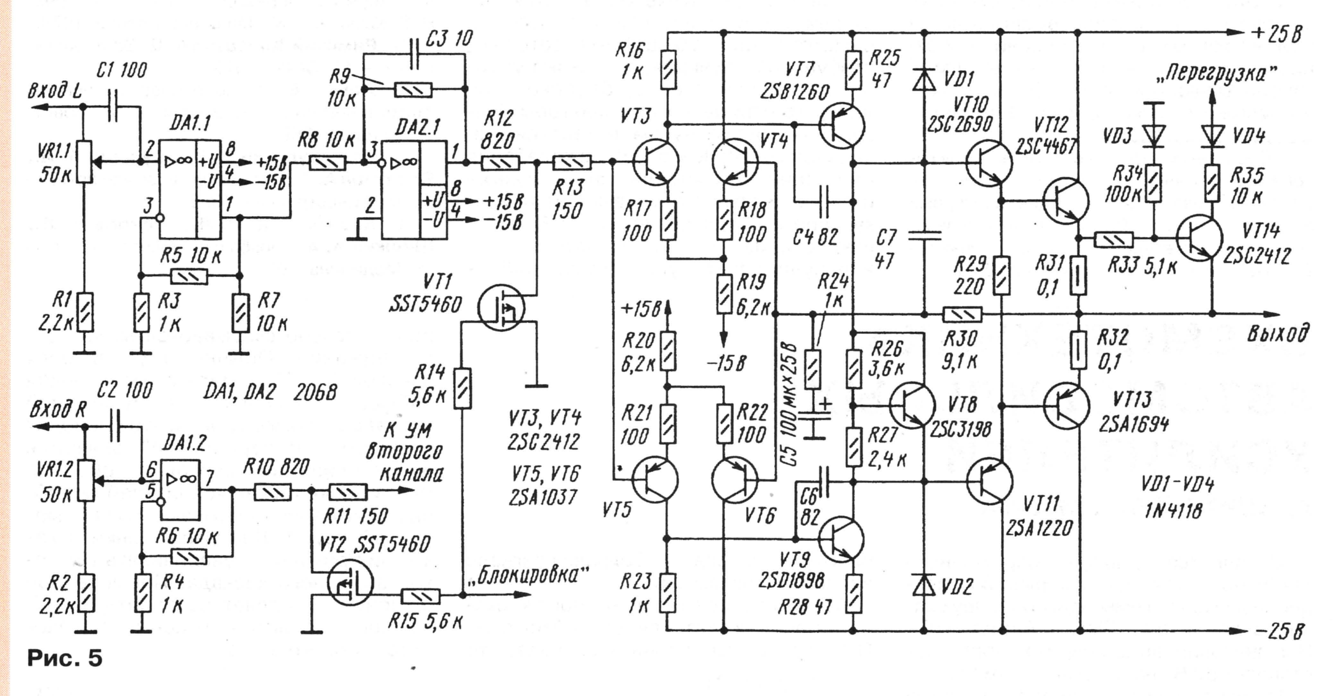


Рис. 5

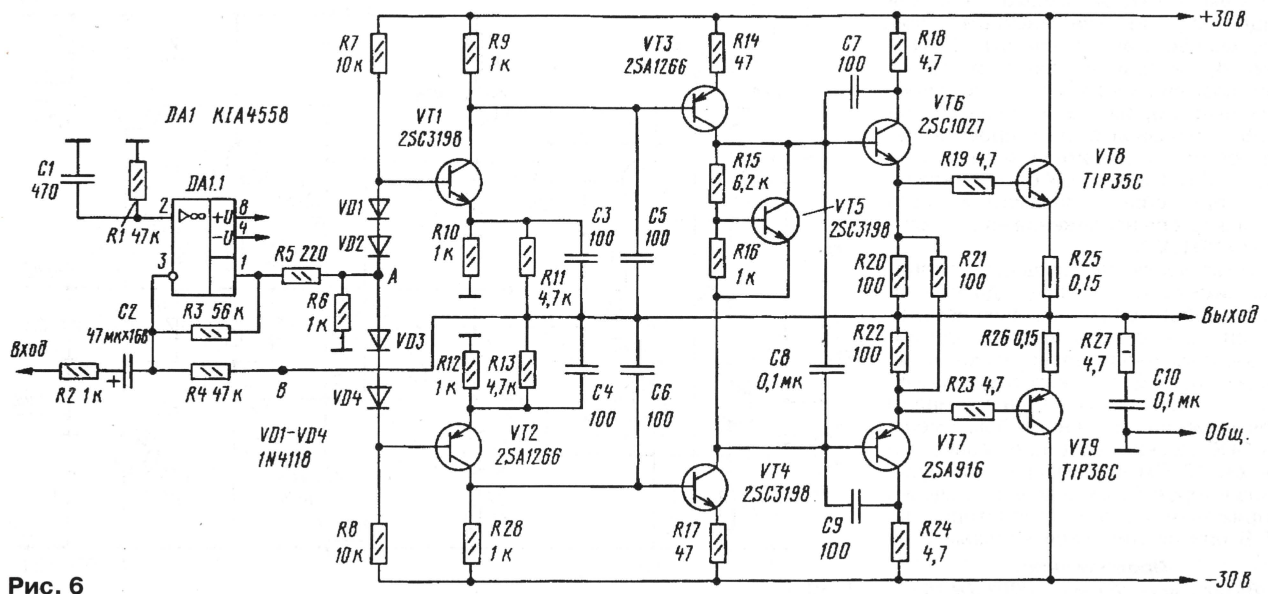


Рис. 6

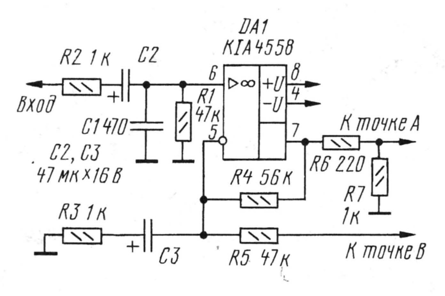


Рис. 7

предварительного усилителя на ОУ и регулировать коэффициент усиления изменением глубины ООС УМЗЧ.

У четырехканального усилителя **"PPI 4240"** (4×60 Вт) аналогичная структура (**рис. 5**). На входе каждого канала установлен предварительный усилитель на ОУ DA1 с общим для каждой пары каналов регулятором уровня входной чувствительности VR1 (сохранена заводская нумерация элементов). Коэффициент передачи предварительного усилителя изменяется от –6 до +20 дБ, что обеспечивает широкий диапазон регулировки чувствительности — от 150 мВ до 3 В. Для работы каналов усилителя в мостовом включении предусмотрен инвертор на ОУ микросхемы DA2, включаемый в один из каналов каждой пары.

Ключи на полевых транзисторах VT1, VT2 блокируют вход УМЗЧ на время переходных процессов при включении и выключении источника сигнала, обеспечивая "бесшумную" коммутацию. Это необходимо, поскольку усилитель имеет открытый по постоянному току вход. Сигнал для управления ключами и блоком питания формируется отдельным каскадом.

Усилитель мощности имеет симметричную структуру. На входе установлен двойной дифференциальный каскад. Для расширения динамического диапазона дифференциального каскада в эмиттеры транзисторов VT3—VT6 включены резисторы R17, R18, R21, R22. Цепи эмиттеров дифференциальных каскадов питаются от дополнительного источника напряжения (на схеме не показан). Второй каскад — усилитель напряжения с местной ООС. Третий каскад — двухтактный эмиттерный повторитель на составных транзисторах. Корректирующие конденсаторы C4, C6, C7 обеспечивают устойчивость усилителя. Ток выходного каскада контролируется на резисторе R31. При увеличении его до 5 А транзистор VT14 открывается и включает триггерную защиту блока питания. Работа преобразователя напряжения блокируется. Для снятия блокировки после устранения перегрузки нужно выключить и вновь включить усилитель.

Рассмотренные УМЗЧ выполнены на дискретных компонентах. Во многих усилителях ОУ используют не только в каскадах предварительного усиления, но и для "раскачки" транзисторов выходного каскада.

Пример такого схемотехнического решения — усилитель мощности **"Hifonics Mercury"** (**рис. 6**). Его особенность — применение многопетлевой ООС. Первый каскад усилителя выполнен на ОУ DA1.1 и через цепь R2R3 охвачен петлей ООС, устанавливающей его усиление 35 дБ. Второй и третий каскады усиления — двухтактные на комплементарных парах транзисторов VT1, VT2 и VT3, VT4, включенных по схеме с ОЭ. Для обеспечения работы транзисторов VT1,VT2 на линейном участке характеристики их базовые цепи подключены к цепочке сдвига уровня из последовательно включенных диодов VD1—VD4. Выходной каскад построен по традиционной схеме на составных эмиттерных повторителях. Его особенность — наличие "выравнивающего" резистора R21 в цепи смещения выходных транзисторов.

Эти каскады УМЗЧ также охвачены петлей ООС, снижающей их усиление до 15 дБ. Напряжение обратной связи подается с выхода усилителя на эмиттеры транзисторов VT1 и VT2 через независимые цепи R10R11C3 и R12R13C4. Помимо этого, весь усилитель охвачен общей ООС через резистор R4. Для обеспечения устойчивости усилителя при многопетлевой ООС в выходных каскадах использована коррекция (конденсаторы C3—C9). Примененные решения позволяют получить очень низкий коэффициент гармоник усилителя — менее 0,05 % при выходной мощности 2×50 Вт на нагрузке 4 Ом.

Рассмотренный канал усиления — инвертирующий. Для работы усилителя с мостовым включением нагрузки второй канал выполнен неинвертирующим. С этой целью там использовано соответствующее включение ОУ первого каскада (**рис. 7**). Остальная часть схемы отличий не имеет.

Рассмотренные в статье модели усилителей обеспечивают выходную мощность до 50 Вт на канал. Для большинства автомобильных аудиосистем этого более чем достаточно. С учетом уровня шумов в салоне, чувствительности АС и динамического диапазона сигнала средняя выходная мощность обычно не превышает 3...5 Вт на канал. Запас мощности требуется только для неискаженной передачи кратковременных пиков сигнала. Поэтому многие недорогие модели усилителей спроектированы с учетом этого фактора и долговременная мощность блока питания не соответствует максимальной мощности усилителя. Перегрузочная способность таких усилителей при большой выходной мощности зависит не от схемотехники УМ, а от энергетических возможностей блока питания.

Создать усилитель большой мощности не так уж сложно. Намного труднее обеспечить ему надежное питание. Без преувеличения можно сказать, что качественные показатели автомобильного усилителя в режиме большой мощности определяются исключительно блоком питания. Недостаточность мощности преобразователя приводит к дополнительным искажениям пиков сигнала, ухудшению разделения каналов, повышению выходного сопротивления усилителя и, следовательно, снижению демпфирования. В случае работы усилителя на сабвуфер последнее обстоятельство имеет решающее значение. Словом, надежный блок питания — это больше, чем "пол-усилителя".

ЛИТЕРАТУРА

4. **Шихатов А.** Концертный зал на колесах. — М.: ДМК, 2000, с. 164—166.

(Продолжение следует)

E-mail: audio@paguo.ru
тел. 208-83-05

РАЗРАБОТКА И ОТЛАДКА УСТРОЙСТВ НА МК

А. ДОЛГИЙ, г. Москва

Тщательная отладка с помощью симулятора позволяет, как правило, выявить и устранить всевозможные погрешности в разработанном алгоритме и его реализации, не прибегая к программированию МК и утомительному анализу загадочных сигналов на его выводах.

Пошаговая отладка — довольно медленный процесс. Чтобы ускорить продвижение к тому или иному фрагменту программы, предусмотрена возможность задавать в ней так называемые точки останова. Достигнув такой точки в режиме анимации или в автоматическом режиме (в последнем случае команды МК выполняются компьютером с максимально возможной скоростью без вывода на экран информации о происходящих изменениях), симулятор приостанавливает исполнение программы, давая возможность проанализировать состояние МК и продолжить отладку в любом необходимом режиме. Назначать точки останова следует с большим вниманием и осторожностью, проходя в автоматическом режиме лишь уже проверенные участки программы. Из-за ошибки заданная точка может быть не достигнута никогда. Придется принудительно возвращать отладчик в исходное состояние и начинать все с начала. Запускают автоматическое исполнение программы кнопкой .

Окно Debug/Break Point Settings показано на **рис. 20**. Каждой задаваемой

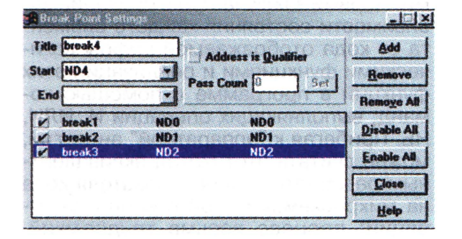


Рис. 20

точке останова автоматически присваивается имя break с порядковым номером (при желании его можно заменить любым другим именем). Фактически задаются не точки, а зоны останова с начальным адресом Start и конечным End. Как только текущее значение счетчика адреса попадает в одну из таких зон, симуляция останавливается. Если конечный адрес не задан, он, по умолчанию, устанавливается равным стартовому, а зона сжимается до одной команды — точки.

Адресами точек (зон) останова могут служить метки программы или выражения с их участием. Например, ND4+1 — адрес машинной команды, следующей за обозначенной меткой ND4. Имена можно выбирать из выпадающего списка меток, нажав кнопку со стрелкой в соответствующей графе. После того как адрес задан, нажимают кнопку Add, в результате в таблице появляется новая строка. Ненужную строку удаляют кнопкой Remove. "Птичка" в начале строки означает, что соответствующая точка (зона) останова активна. Сняв ее ("птичку") щелчком мыши, останов в указанной зоне можно временно отключить. Команды, находящиеся в активных зонах останова, выделяются в окне исходного текста программы цветом.

Продолжение.
Начало см. в "Радио", 2001, № 5—10

Использование точек останова в программах, содержащих макрокоманды, имеет особенность. Дело в том, что если задано несколько таких точек, приходящихся на одноименные макрокоманды, то при достижении любой из них курсор в окне исходного текста будет находиться в одном и том же месте — на первой команде макроопределения. Это дезориентирует оператора, он вынужден выяснять, где именно произошел останов. Во избежание путаницы в программу на время отладки можно ввести "холостые" команды nop, отделив ими метки-адреса точек останова от макрокоманд. Например, таким образом:

```
ND1  nop
     NODE ....
ND2  nop
     NODE ....
```

По окончании отладки ненужные команды удаляют.

Предусмотрена возможность задавать так называемые точки трассировки, открыв очень похожее на только что рассмотренное окно Debug/Trace Settings. Разница в том, что при достижении точки (зоны) трассировки симуляция не останавливается, но сообщение об этом заносится в протокол. Просмотреть и проанализировать его можно в окне Window/Trace Memory.

Завершив отладку программы, можно было бы считать задачу решенной. Однако заносить ее в таком виде в память МК бесполезно: результат работы (число в ячейке Count) останется недоступным пользователю. Возможный выход из положения — вывести код этого числа, например, на внешние выводы порта В. Для этого достаточно двух расположенных в подходящем месте команд:

```
movfw Count   ; Код из Count в W,
movwf PORTB   ; затем из W в порт.
```

Их допустимо разместить, например, между меткой ND0 и первой из макрокоманд NODE. Правда, потребуется еще освободить выводы порта В от датчиков, перенеся их на порт А. Однако наблюдать двоичный код на одиночных светодиодах, подключенных к порту, не совсем удобно. Хотелось бы и увеличить предел счета сверх числа 255, размещающегося в одной восьмиразрядной ячейке.

Там, где требуется высокое быстродействие (например, в программе частотомера), счет ведут в двоичном формате, а результат преобразуют в удобный для индикации формат перед самым выводом. Мы же, располагая достаточным временем (подсчитываемые объекты движутся медленно), поступим иначе и организуем счет в двоично-десятичном формате. Ячейка Count больше не потребуется, поэтому соответствующую ей строку из раздела описания переменных удалим, а вместо нее разместим следующие четыре оператора:

```
Fig1  equ   H'11'
Fig2  equ   H'12'
Fig3  equ   H'13'
Fig4  equ   H'14'
```

Этим будет выделена память для хранения четырех десятичных цифр результата. В разделе инициализации команду **clrf Count** также заменим четырьмя:

```
clrf  Fig1
clrf  Fig2
clrf  Fig3
clrf  Fig4
```

В главном цикле программы команды увеличения и уменьшения содержимого Count (они снабжены метками соответственно ND3 и ND6) заменяем командами вызова подпрограмм, выполняющих необходимые действия над содержимым ячеек Fig1—Fig4:

```
ND3:  call ADD1
..........................
ND6:  call SUBT1
```

Сами подпрограммы **ADD1** и **SUBT1** будут рассмотрены ниже.

В отличие от макрокоманды, вместо которой ассемблер подставляет в программу последовательности машинных команд, заданные макроопределением, и делает это столько раз, сколько макрокоманда встречается в программе, подпрограмма присутствует в памяти МК в одном экземпляре. Применение макрокоманд, расходуя память, не замедляет исполнение программы, подпрограммы же экономят память, но расходуют время на дополнительные операции, необходимые для "вызова" подпрограммы и возврата из нее.

Встретив команду вызова подпрограммы **call**, процессор запоминает адрес следующей за ней команды (так называемый адрес возврата) в специальной области памяти — стеке — и выполняет безусловный переход к первой команде подпрограммы. Завершает подпрограмму команда **return**. Она извлекает из стека адрес возврата и осуществляет переход по этому адресу. Таким образом, выполнив подпрограмму, процессор всегда переходит к следующей за ее вызовом команде.

Вызовы подпрограмм могут быть вложенными, т. е. из одной подпрограммы может быть вызвана другая. Допустимое число таких вызовов ограничено "глубиной" стека, не одинаковой у разных МК. Например, в PIC16F84 стек — восьмиуровневый (можно последовательно вызвать до

E-mail: chip@paguo.ru
тел. 207-89-00

Таблица 13

```
ADD1    movfw   Fig4        ; Если число единиц уже
        addlw   -9          ; равно 9, будет перенос
        JZ      CR10        ; в следующий разряд,
        incf    Fig4,F      ; иначе увеличиваем число
        return              ; на 1 и возвращаемся
CR10    clrf    Fig4        ; После 9 — 0 и увеличиваем
        movfw   Fig3        ; на 1 число десятков...
        addlw   -9
        JZ      CR100
        incf    Fig3,F
        return
CR100   clrf    Fig3        ;Аналогично — число сотен
        movfw   Fig2
        addlw   -9
        JZ      CR1K
        incf    Fig2,F
        return
CR1K    clrf    Fig2        ;Аналогично — число тысяч
        movfw   Fig1
        addlw   -9
        JZ      CR10K
        incf    Fig1,F
        return
CR10K   clrf    Fig1        ; Все цифры обработаны,
        return              ; возвращаемся
```

Таблица 14

```
SUBT1   movf    Fig4,F      ; Если число единиц — 0,
        JZ      BR10        ; будет заем,
        decf    Fig4,F      ; иначе уменьшаем число
        return              ; на 1 и возвращаемся
BR10    movlw   9           ; После 0 — 9 и уменьшаем
        movwf   Fig4        ; на 1 число десятков...
        movf    Fig3,F
        JZ      BR100
        decf    Fig3,F
        return
BR100   movlw   9           ; Аналогично — число сотен
        movwf   Fig3
        movf    Fig2,F
        JZ      BR1K
        decf    Fig2,F
        return
BR1K    movlw   9           ;Аналогично — число тысяч
        movwf   Fig2
        movf    Fig1,F
        JZ      BR10K
        decf    Fig1,F
        return
BR10K   movlw   9
        movwf   Fig1        ; Все цифры обработаны,
        return              ; возвращаемся
```

восьми подпрограмм), а в PIC12C50x уровней стека всего два. В МК других семейств под стек отводят часть обычной памяти данных, причем его размер программист может изменять. Кроме того, иногда предусматривается хранение в стеке не только адресов возврата, но и других данных. В PIC-контроллерах такой возможности нет.

Одна из самых больших неприятностей, подстерегающих программиста, связана с переполнением стека. Оно случается не только из-за явных ошибок (например, вследствие отсутствия команды **return** в надлежащем месте), но и из-за сложных ситуаций, складывающихся в процессе исполнения программы, содержащей много подпрограмм и обрабатывающей множество запросов прерываний (их обработка также связана с использованием стека). Адреса, помещенные в переполненный стек, теряются, вместо них извлекаются другие, в результате чего нормальный ход программы нарушается полностью.

Средств проверки степени заполнения стека во время исполнения программы PIC-контроллеры не имеют, однако симулятор MPSIM позволяет просмотреть содержимое стека в окне Window/Stack.

Подпрограмма **ADD1**, увеличивающая десятичное число в ячейках Fig1—Fig4 на 1 при каждом вызове, приведена в **табл. 13**. Если число в разряде единиц (ячейке Fig4) не достигло максимально возможного значения 9, увеличиваем его на 1 и на этом завершаем подпрограмму. В противном случае записываем в ячейку Fig4 минимальное значение 0, по такому же алгоритму увеличиваем на 1 число в разряде десятков и т. д. вплоть до разряда тысяч (Fig1).

Аналогично устроена и подпрограмма вычитания единицы **SUBT1** (**табл. 14**). Тексты обеих подпрограмм помещают в программу после основного цикла непосредственно перед директивой **end**.

Если, работая с симулятором MPSIM, выполнять шаги программы, нажимая кнопку [кнопка] вместо [кнопка], симулятор будет "перешагивать" через вызовы подпрограмм, отображая в своих окнах лишь результаты их выполнения. Это экономит довольно много времени при проверке программ, содержащих уже отлаженные подпрограммы. На исполнение других команд (кроме **call**) выбор той или иной кнопки не влияет.

Итак, в ячейках Fig1—Fig4 имеется результат работы счетчика — двоичные коды четырех десятичных цифр. Осталось вывести эти коды на четырехразрядный светодиодный индикатор. Схема его подключения к МК показана на рис. 1 (см. "Радио", 2001, № 5, с. 18). Напомним, что коды цифр с выводов 6—9 (разрядов RB0—RB3) МК DD2 поступают на преобразователь кода DD1, к выходам которого подключены катоды светодиодов (элементы) индикатора. Общие аноды светодиодов каждого знакоместа соединены с выводами 17, 18, 1 и 2 (разрядами RA0—RA3) DD2.

Можно ли было обойтись без преобразователя кода? Да, несомненно, но тогда для вывода кода цифры пришлось бы задействовать семь (по числу элементов индикатора) разрядов порта МК (например, RB0—RB6) и, кроме того, программно преобразовать коды десятичных цифр в "семиэлементные".

Сделать это можно двумя способами. Первый заключается в описании зависимости состояния каждого элемента от кода отображаемой цифры логическими функциями и реализации этих функций в программе с помощью команд, выполняющих операции И, ИЛИ, НЕ. Прибегая к "аппаратной" аналогии, можно считать этот метод эквивалентным разработке преобразователя кода на микросхемах малой степени интеграции: процесс весьма трудоемкий, а результат — громоздкий. Второй способ — заблаговременная подготовка и размещение в памяти МК таблицы готовых результатов — позволяет освободить МК от сложных вычислений, занимающих к тому же немало времени. Подобные таблицы обычно хранят в наиболее емкой части памяти МК — памяти программ.

Таблица 15

```
DC7  addwf   PCL,F
     retlw   B'0000001'  ; Цифра 0
     retlw   B'1001111'  ; Цифра 1
     retlw   B'0010010'  ; Цифра 2
     retlw   B'0000110'  ; Цифра 3
     retlw   B'1001100'  ; Цифра 4
     retlw   B'0100100'  ; Цифра 5
     retlw   B'0100000'  ; Цифра 6
     retlw   B'0001111'  ; Цифра 7
     retlw   B'0000000'  ; Цифра 8
     retlw   B'0000100'  ; Цифра 9
```

E-mail: chip@paguo.ru
тел. 207-89-00

Однако прежде, чем воспользоваться "ответом" из таблицы, необходимо перенести его в один из регистров памяти данных. У многих МК для этого предусмотрены специальные команды. Есть такая и у МК семейства PICmicro, правда, хорошо "замаскированная". Это — **retlw** (возврат из подпрограммы с заданным операндом командны значением в регистре W). Таблицу оформляют в виде подпрограммы (**табл. 15**). Перед ее вызовом значение кода, который необходимо преобразовать, следует поместить в регистр W, например:

```
movfw     Fig1
call      DC7
```

Выполняя первую команду подпрограммы DC7 (**addwf**), МК добавит к значению программного счетчика (регистра PCL) число из регистра W. В результате далее будет выполнена команда **retlw**, но не та, которая следует непосредственно за **addwf**, а отстоящая на величину кода из ячейки Fig1. Таким образом, после выполнения подпрограммы DC7 в регистре W будет находиться "семиэлементный" код цифры, в котором светящимся элементам соответствуют лог. 0. Если необходимо, чтобы им соответствовали лог. 1, достаточно инвертировать все разряды операндов команд **retlw** (например, B'0000001' заменить на B'1111110', B'1001111' — на B'0110000' и т. д.). Таблицу легко дополнить, например, кодами для вывода на индикатор шестнадцатиричных цифр A—F (достаточно добавить в ее конце нужное число команд **retlw**).

Учтите, что случайное обращение к таблице со значением в регистре W, превышающим допустимое, приведет к катастрофическим последствиям — будет выполнена команда, находящаяся за пределами подпрограммы. Поэтому рекомендуется перед вызовом подпрограмм всегда проверять исходные значения на допустимость.

Описанным образом организуют таблицы длиной до 256 ячеек (больше не позволяет разрядность регистров W и PCL). Необходимо следить за тем, чтобы в процессе выполнения подпрограммы-таблицы регистр PCL не переполнился: сумма младшего байта ее начального адреса и максимального преобразуемого числа не должна превосходить 255. Выполнение этого условия проверяют по листингу оттранслированной программы (файлу *.lst; в MPLAB его просматривают, выбрав пункт меню Windows/Absolute Listing). Файл содержит фактические адреса всех команд. Можно принудительно задать ассемблеру нужный адрес, поместив перед подпрограммой директиву ORG. Если условие выполнить не удается или необходима таблица длиной более 256 ячеек, приходится усложнять программу, оперируя не только младшим (PCL), но и старшим (PCLATH) байтами счетчика адреса.

(Окончание следует)

АКТИВНЫЙ ЩУП С МИКРОСХЕМОЙ КМОП

А. САМОЙЛЕНКО, г. Клин Московской обл.

Как показала практика, в активном щупе аналогового прибора можно использовать логическую микросхему КМОП. Применяя простейшие сменные насадки с резисторами различного сопротивления, можно изменять в широком диапазоне чувствительность щупа без опасности его перегрузки.

Пассивные щупы с выносным резистивным делителем, как правило, ослабляют сигнал, причем их делитель должен быть соединен с измерительным прибором экранированным кабелем. Входная емкость у них — не менее 10...12 пФ. Активные щупы на полевых транзисторах боятся перегрузок, нередко изменяют постоянную составляющую при передаче сигнала, передают сигналы высокого уровня с заметной нелинейностью.

Предлагаемый активный щуп с логическим элементом микросхемы КМОП в линейном режиме может быть выполнен в различных вариантах, отличающихся входным сопротивлением и коэффициентом передачи: с делением сигнала, с единичной передачей или усилением сигнала.

Схема простейшего варианта щупа с коэффициентом передачи 1:10 и напряжением сигнала не более 30 В приведена на **рисунке**.

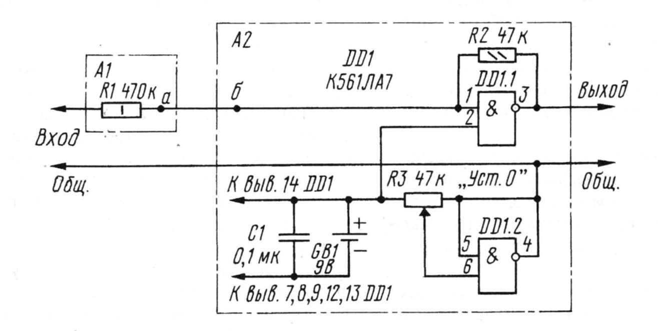
Элемент DD1.2 микросхемы охвачен 100%-ной ООС с его выхода на один из входов (вывод 6) и поэтому его выходное напряжение, равное пороговому напряжению элемента, составляет около половины напряжения питания микросхемы. Этот элемент служит для получения фантомной "средней точки" источника питания аналогично устройству цепей питания из [1]. При этом относительно общего провода напряжения на выводах батареи приблизительно равны $+U_{GB}/2$ и $-U_{GB}/2$, где U_{GB} — напряжение батареи.

Элемент DD1.1 также охвачен ООС с выхода на один из его входов, из-за чего его выходное напряжение относительно зажимов источника питания GB1 в отсутствие сигнала равно пороговому напряжению и составляет около половины напряжения батареи. Таким образом, в отсутствие сигнала постоянное напряжение на выходе щупа определяется разностью пороговых напряжений элементов DD1.1 и DD1.2, которая обычно близка к 0 (около 100...300 мВ).

Для устранения напряжения смещения щупа в одном из элементов введена регулировка порогового напряжения резистором R3. Поскольку в качестве смещения выступает разность пороговых напряжений элементов, такая регулировка должна быть введена либо для элемента DD1.2 (как показано на рисунке), либо DD1.1, что диктуется знаком разброса порогов элементов. В обоих случаях левый по схеме вывод R3 должен быть соединен с плюсовым зажимом батареи, правый — с выходом элемента DD1.2.

Входное сопротивление щупа определяется значением сопротивления резистора R1. Его входная емкость составляет всего 1...2 пФ. Для указанных на рисунке сопротивлений резисторов граничная частота малосигнального коэффициента передачи щупа зависит от длины и емкости кабеля, а также нагрузки щупа, и находится в интервале 0,3...2 МГц.

Если щуп усиливает сигнал (при соотношении сопротивлений R2>R1),



необходимо учитывать, что в высокочастотной части АЧХ щупа возможен некоторый подъем, который можно скорректировать шунтированием резистора R2 конденсатором малой емкости.

В щупе можно менять число используемых элементов микросхемы, инверсию сигнала, выбирать "закрытый" или "открытый" входы, а также образовать дифференциальный вход. Применение микросхемы К561ЛП2 (4 элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ) позволяет получить большее усиление [2] и, соответственно, снижение влияния емкости кабеля каскадным включением двух элементов. Для измерений на частотах выше 100 кГц сопро-

E-mail: measure@paguo.ru
тел. 208-83-05

тивление R1 лучше уменьшить до 47 кОм, получив единичный коэффициент передачи.

Низкое входное сопротивление элемента, охваченного параллельной ООС, позволяет при необходимости удлинить щуп гибким неэкранированным проводом с резистором R1, что уменьшает емкость измерительной цепи. По этой же причине выносной может быть только часть А1 пробника, в этом случае собственно щуп представляет собой просто резистор R1, а часть А2 щупа может быть расположена рядом с измерительным прибором или в его корпусе.

Щуп выдерживает длительные перегрузки по входу до 500 В с резистором R1 МЛТ-1 (350 В — для МЛТ-0,5) при размещении его, например, в пластмассовом корпусе от шариковой авторучки. Щуп имеет несколько вариантов конструкции с иглой, зажимом и резисторами с различными сопротивлениями, определяющими коэффициент передачи.

Резистором R3 производят установку нуля (отсутствие смещения выходного напряжения) при замкнутом входе щупа. При использовании микросхемы К561ЛЕ5 (с элементами 2ИЛИ-НЕ) левый по схеме вывод резистора R3 и нижний вход элемента DD1.1 соединяют с минусовым выводом батареи. Входы неиспользуемых элементов подключают к какому-либо из выводов батареи питания.

Для уменьшения габаритов щупа подстроечный резистор R3 можно заменить двумя подобранными резисторами. Более того, этот резистор можно исключить совсем: возможно просто минимизировать смещение выбором точки подключения выводов 2 и 6 микросхемы. Например, вывод 2 может быть подключен к плюсовому зажиму источника питания либо к выводу 1 DD1. Смещение изменяется также при перемене входов каждого элемента местами, если они не объединены, или логических элементов микросхемы.

К недостатку приведенного варианта щупа можно отнести инверсию полярности сигнала и необходимость отдельного источника питания, хотя экономичность такого устройства вполне удовлетворительна.

Инверсию полярности сигнала щупом можно исключить, используя третий элемент микросхемы, охватив его параллельной ООС через резисторы равного номинала сопротивлением в несколько килоом. При этом полоса пропускания щупа, величина его коэффициента передачи и возможность установки нулевого напряжения смещения на выходе практически не изменяются.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Алексенко А.Г., Коломбет Е.А., Стародуб Г.И.** Применение прецизионных аналоговых ИС. — М.: Радио и связь, 1981, с.157, 158.

2. **Самойленко А.** Четыре аналоговых усилителя на двух цифровых микросхемах КМОП. — Радио, 2000, № 3, с. 44.

КОРРЕКЦИЯ ОШИБКИ МУЛЬТИМЕТРА М890С ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ТЕМПЕРАТУРЫ

А. БУТОВ,
с. Курба Ярославской обл.

Всем хорош оказался приобретенный мной недорогой мультиметр М890С*: восемь измеряемых величин, 30 пределов измерения, высокая точность, большое входное сопротивление, индикация на дисплее выбранного режима работы, автоматический выключатель питания. Однако при измерении температуры в несколько десятков градусов прибор "ошибался" на 9 °С. Так как это слишком большая ошибка в нужном интервале измерения температуры, я вскрыл прибор и подстройкой уменьшил погрешность до приемлемой. Ниже перечислен порядок работы.

Необходимо вывернуть четыре крепежных винта, снять заднюю крышку прибора и отключить батарею питания. Затем следует вывернуть три крупных винта, расположенных треугольником, и извлечь плату из корпуса.

Датчик температуры окружающей среды (т. е. датчик холодного спая) выполнен на кремниевом диоде и расположен справа от гнезда для подключения термопары. Подув через тонкую трубочку на диод и наблюдая показания на индикаторе прибора, убеждаемся в правильности поисков диода датчика. Рядом с диодом находятся два резистора. Подбором того из них, который ближе к индикатору (его сопротивление 560 Ом), в некоторых пределах можно корректировать показания температуры.

В общем случае, чтобы увеличить показание индикатора, сопротивление штатного резистора увеличивают и, наоборот, для уменьшения показаний сопротивление уменьшают. Поэтому при погрешности –9 °С понадобилось отпаять один из его выводов и в разрыв цепи впаять малогабаритный низкоомный резистор, сопротивление которого следовало подобрать. В данном случае оказалось достаточным сопротивление дополнительного резистора 3,3 Ом.

При настройке следует учитывать, что плата, а следовательно, и диод — датчик температуры, остывает медленно, поэтому подпаивать резистор (последовательно или параллельно) лучше с помощью двух отрезков провода длиной 50...100 мм. ■

Основа светильника, схема которого показана на **рис. 1**, — блокинг-генератор на транзисторе VT3, подобный описанному в [1] на с. 76. Резистор R7 ограничивает ток базы транзистора. Диод VD1 защищает устройство от подключения к источнику питания (аккумуляторной батарее) в неправильной полярности. Источниками освещения служат две соединенные последовательно лампы дневного света (ЛДС) EL1 и EL2 мощностью по 6 Вт от китайского фонаря "ROBO". Светильник проверен и с одиночными ЛДС мощностью 6 и 20 Вт. По соотношению яркости и потребляемого тока выбор был сделан в пользу двух шестиваттных.

Индикатор разрядки батареи не обязателен (все входящие в него элементы можно на плату не устанавливать), но он очень полезен особенно при использовании аккумуляторной батареи сравнительно небольшой емкости (например, мотоциклетной). Индикатор состоит из светодиода HL1, транзисторов VT1, VT2, резисторов R1—R5, конденсатора С1 и представляет собой триггер Шмитта, подобный тому, о котором рассказано в [2]. Чтобы достичь достаточно малой ширины петли гистерезиса триггера, номиналы резисторов R1 и R3 пришлось увеличить, а резистора положительной обратной связи R5 уменьшить. Резистор R4 ограничивает ток через светодиод HL1. Конденсатор С1 — помехоподавляющий.

Пока аккумуляторная батарея заряжена в достаточной степени, транзистор VT1 открыт, так как на его базе напряжение больше порога открывания. Транзистор VT2 закрыт — его участок база—эмиттер зашунтирован открытым транзистором VT1. Светодиод HL1 погашен. По мере разрядки батареи напряжение на базе транзистора VT1 снижается, транзистор VT1 начнет закрываться. За счет положительной обратной связи процесс протекает лавинообразно. В результате транзистор VT1 закрывается полностью, VT2 открывается, светодиод HL1 зажигается. В дежурном режиме индикатор потребляет не более 1 мА, а после срабатывания — приблизительно 5 мА.

Весь узел питания ЛДС смонтирован на печатной плате из односторонне фольгированного стеклотекстолита (**рис. 2**). В нем использованы постоянные резисторы МЛТ указанной на схеме мощности. Подстроечный резистор R2 — многооборотный СП5-3. Конденсатор С2 — К73-9, в качестве С1 подойдет любой малогабаритный. Транзисторы VT1, VT2 — серий КТ315, КТ3102 с любыми буквенными индексами. Диод VD1 должен быть рассчитан на ток, не меньший потребляемого светильником от батареи, а он, в свою очередь, зависит от мощности установленных ЛДС. При одной шестиваттной лампе здесь можно применить диод из серии КД226. Светодиод HL1 — любого цвета свечения, но лучше красного, наиболее подходящего для сигнализации о ситуации, требующей вмешательства.

Из нескольких транзисторов серий КТ815, КТ817, КТ819, опробованных в качестве VT3, указанный на схеме КТ819Г обеспечил надежное включение ЛДС. Кроме того, у него достаточно большой запас по предельным току и напряжению. Последний особенно необ-

E-mail: measure@paguo.ru тел. 208-83-05

СВЕТИЛЬНИК С БАТАРЕЙНЫМ ПИТАНИЕМ

Д. СИРОТА, г. Дальнереченск Приморского края

Отключения электрической сети в последние годы стали обычным явлением во многих регионах страны. Не оставаться в подобных ситуациях без света поможет предлагаемый светильник, в котором одну-две лампы дневного света небольшой мощности питает автомобильная или мотоциклетная аккумуляторная батарея напряжением 12 В. Устройство состоит из широко распространенных деталей, его сборка не займет много времени.

ходим при случайном отключении нагрузки от работающего генератора (о причине этого рассказано в [3]). Например, транзистор КТ815Б с максимальным напряжением коллектор—эмиттер 25 В исправно работал, пока не оборвался один из проводов, соединяю-

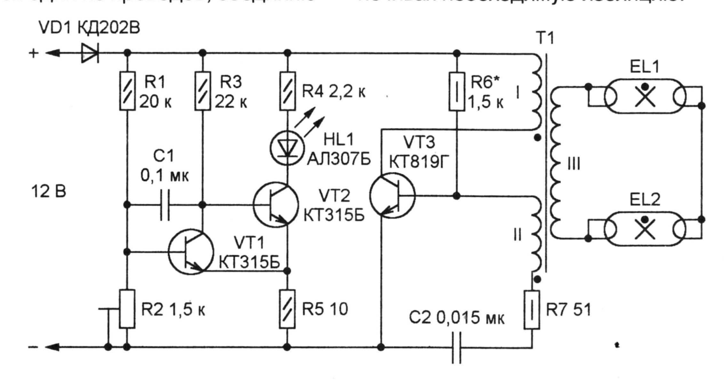


Рис. 1

щих ЛДС с обмоткой III трансформатора T1. Транзистор был немедленно пробит.

Магнитопровод трансформатора T1 — Б22 из феррита 2000НМ1. Обмотки I (9 витков провода ПЭВ-2 0,45) и II (10 витков провода ПЭВ-2 0,3) начинают наматывать одновременно двумя проводами виток к витку. После девятого конец обмотки I закрепляют в прорези каркаса, затем доматывают последний виток обмотки II. Каркас с готовыми обмотками I и II тщательно пропитывают парафином и обворачивают тонкой бумагой в два слоя, проглаживая каждый жалом разогретого паяльника. В результате бумага впитывает излишки парафина и плотно прилегает к проводам обмоток, фиксируя их и обеспечивая необходимую изоляцию.

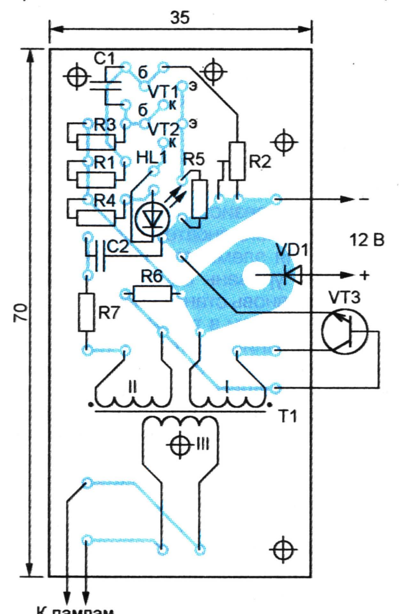


Рис. 2

Далее наматывают высоковольтную обмотку III. Для одной ЛДС она должна содержать 180, для двух, соединенных последовательно, — 240...250 витков провода ПЭВ-2 0,16. Витки укладывают внавал, стараясь распределить их как можно равномернее. Нужно следить, чтобы те из них, которые находятся в начале и в конце обмотки, не касались друг друга. Например, очень нежелательно помещать оба вывода обмотки III в одну и ту же прорезь каркаса. Катушку еще раз пропитывают парафином и вставляют в магнитопровод, который собирают с зазором 0,2 мм между "чашками", используя для этого прокладку из бумаги или тонкой пластмассы.

Трансформатор T1 крепят к плате винтом из немагнитного материала, пропущенным через центральное отверстие магнитопровода. Такой способ, в отличие от сборки на клею, обеспечивает надежную фиксацию трансформатора на плате, а при необходимости — быстрый демонтаж.

Светильник собирают на деревянном (фанерном) основании размерами 280×75×6 мм. В верхней части основания параллельно друг другу располагают две ЛДС, в нижней — печатную плату, накрытую кожухом из алюминиевого листа. В кожухе предусматривают отверстия для светодиода HL1 и соединительных проводов, в том числе двух многожильных с зажимами "крокодил" для подключения к аккумуляторной батарее. Транзистор VT3 крепят к кожуху, используя последний в качестве теплоотвода.

ЛДС устанавливают на два приклеенных к основанию деревянных бруска сечением 15×10 мм. Один из них располагают у верхней кромки основания, другой — ниже, на расстоянии, равном длине ЛДС без выводов (215 мм). Под выводами ламп на брусках устанавливают контакты из жести. Контакт на верхнем бруске служит одновременно перемычкой между двумя ЛДС, а к двум на нижнем подключают выводы обмотки III трансформатора T1. ЛДС крепят четырьмя ввинченными между их выводами шурупами. В контактах необходимо заранее просверлить отверстия под шурупы, а под головки последних обязательно подложить шайбы. Такой способ крепления обеспечивает надежное соединение ЛДС с трансформатором и позволяет заменять лампы, не прибегая к паяльнику. Для лучшей светоотдачи основание под лампами оклеивают светоотражающей пленкой или фольгой.

Перед первым включением светильника обязательно проверяют качество соединения ЛДС с обмоткой III трансформатора T1. Плохой контакт может привести к пробою не только транзистора VT3, но и трансформатора. Если после подачи напряжения питания отсутствует даже слабое свечение ЛДС, следует поменять местами выводы одной из обмоток I или II трансформатора T1. Затем подбирают резистор R6, добиваясь требуемой яркости света и учитывая, что вместе с ней растет ток, потребляемый от аккумуляторной батареи. Обычно достаточной яркости удается достичь при токе 600...650 мА. Если яркость необходимо регулировать плавно, резистор R6 можно заменить двумя, соединенными последовательно, — постоянным 680 Ом и переменным 3,3 кОм. При регулировке потребляемый ток будет изменяться приблизительно от 0,2 до 1,4 А.

Чтобы настроить индикатор разрядки батареи, последнюю временно заменяют регулируемым источником постоянного напряжения с максимальным его значением не менее 12 В. Если источник маломощный, следует предварительно выключить блокинг-генератор, отпаяв от контактной площадки один из выводов обмотки I трансформатора T1. Вращая движок подстроечного резистора R2, добиваются, чтобы светодиод HL1 зажигался при уменьшении напряжения источника с 12 до 10,8...11 В. Порог срабатывания индикатора выбирают несколько большим минимального напряжения, до которого можно разряжать аккумуляторную батарею (10,5 В), с тем, чтобы после зажигания светодиода светильник не требовалось выключать немедленно.

Подобный светильник с одной ЛДС мощностью 6...10 Вт можно установить и в салоне автомобиля вместо стандартного плафона с лампами накаливания. В этом случае необходимость в индикаторе разряда аккумуляторной батареи отпадает, но питать генератор следует через помехоподавляющий фильтр.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Шелестов И.** Радиолюбителям: полезные схемы. Книга 1. — М.: СОЛОН, 1996.

2. Конструкции И. Бакомчева. — Радио, 2000, № 6, с. 58—60.

3. **Власов Ю.** Стабилизированный однотактный преобразователь напряжения. — Радио, 1999, № 3, с. 37—39.

АППАРАТУРА ПРОПОРЦИОНАЛЬНОГО РАДИОУПРАВЛЕНИЯ

В. ДНИЩЕНКО, г. Самара

Предлагаемая вниманию читателей аппаратура предназначена для управления по радио сухопутными и плавающими моделями и игрушками. Она обеспечивает пропорциональные отклонению рукояток пульта изменения скорости вращения тягового двигателя и угла поворота рулевого устройства модели. При необходимости число каналов управления может быть увеличено.

Комплект аппаратуры состоит из объединенного с пультом управления передатчика, бортового приемника и узлов управления двигателями рулевой машинки и тяговым. Прототипом послужила аппаратура "Радиопроп" [1], возможности которой расширены, а элементная база заменена полностью. Аппаратура работает на частоте 27,12 МГц, обеспечивая управление моделью на удалении 20...70 м в зависимости от ее типа (плавающая, сухопутная), характера местности и окружающей обстановки.

Реализован наиболее распространенный принцип пропорционального управления — широтно-импульсное кодирование управляющих воздействий с разделением каналов по времени. В предлагаемом варианте предусмотрено только два канала управления (направлением и скоростью), однако их число несложно довести до восьми.

Для улучшения помехозащищенности вместо амплитудной модуляции сигнала передатчика применена частотная с девиацией 2,5 кГц. В бортовых устройствах использованы специализированнные микросхемы, что значительно упростило их конструкцию и облегчило настройку.

Передатчик построен по схеме, приведенной на **рис. 1**. При напряжении питания 6 В и потребляемом токе 15 мА его выходная мощность — 10 мВт.

Во многих вариантах двухканальной аппаратуры радиоуправления генератором командных импульсов служит мультивибратор с раздельной регулировкой длительностей импульсов и пауз между ними, причем информацию об управляющих воздействиях несет каждый из этих интервалов. В результате изменяется и период повторения импульсов, поэтому избавиться от взаимного влияния каналов оказывается довольно сложно.

В рассматриваемом устройстве период повторения командных импульсов фиксирован. Его задает тактовый генератор, собранный на элементах DD1.1, DD1.2. Длительность периода (10 мс) устанавливают подстроечным резистором R2. Спадом каждого тактового импульса запускается формирователь первого канального интервала на транзисторе VT1. Длительность интервала регулируют в пределах 1...2 мс переменным резистором R5, на оси которого установлена рукоятка управления скоростью движения модели.

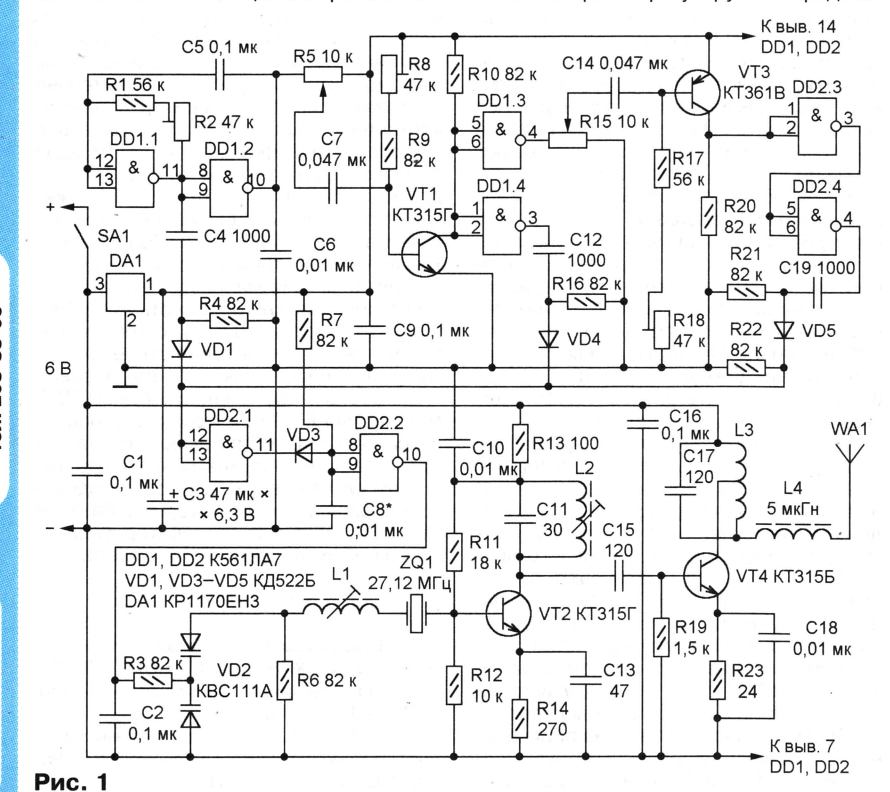


Рис. 1

В исходном состоянии транзистор VT1 открыт током, протекающим через резисторы R8 и R9. Напряжение на подвижном контакте переменного резистора R5 близко к напряжению питания, а конденсатор C7 заряжен почти до этого напряжения (за вычетом падения на участке база—эмиттер транзистора VT1). Как только уровень на выходе элемента DD1.2 станет низким, транзистор закроется, так как из-за не успевшего измениться заряда конденсатора C7 потенциал его базы примет отрицательное относительно эмиттера значение. Абсолютная величина запирающего напряжения зависит от положения подвижного контакта переменного резистора R5.

В результате на коллекторе транзистора формируется положительный импульс, длительность которого равна времени перезарядки конденсатора C7 до напряжения открывания транзистора VT1 и практически линейно зависит от положения рукоятки управления. Как только на выходе элемента DD1.2 появится высокий логический уровень, конденсатор C7 быстро зарядится и формирователь вернется в исходное состояние. С началом следующего такта цикл повторится. Элементы DD1.3, DD1.4 служат инверторами импульсов.

Формирователь второго канального интервала — на транзисторе VT3 структуры p-n-p. Он запускается фронтом импульса на выходе элемента DD1.3 и отличается от рассмотренного выше лишь полярностью импульсов и перепадов напряжения. Длительность второго командного интервала зависит от положения переменного резистора R15, на вал которого насажена рукоятка управления рулем модели. Если необходимо увеличить число каналов, следующую пару аналогичных формирователей подключают к выходу элемента DD2.3.

Дифференцирующие цепи C4R4, C12R16, C19R21 формируют короткие положительные импульсы, соответствующие границам интервалов. Импульсы логически суммирует схема ИЛИ из диодов VD1, VD4, VD5 и резистора R22, затем они поступают на вход элемента DD2.1. Каждый из импульсов, проинвертированных этим элементом, быстро разряжает конденсатор C8, вызывая скачок напряжения на выходе элемента DD2.2. По окончании импульса начинается зарядка конденсатора C8 через резистор R7. Как только напряжение на конденсаторе достигнет порогового для элемента DD2.2 значения, логический уровень сигнала на выходе последнего вновь станет низким.

Таким образом в течение каждого периода колебаний тактового генератора формируются стартовый и два командных импульса фиксированной длительности. Информация заключена в продолжительности пауз между ними. Пауза между последним из командных и стартовым импульсами служит синхронизирующей. Ее продолжительность непостоянна, но всегда больше, чем любой из информационных пауз, что и используется для синхронизации бортовой аппаратуры.

Сформированная импульсная последовательность поступает на варикапную матрицу VD2 и модулирует частоту коле-

баний задающего генератора, собранного на транзисторе VT2. Конденсатор C2 необходим для "заваливания" фронтов импульсов с целью сужения их спектра.

Частота задающего генератора стабилизирована кварцевым резонатором ZQ1. Подстраивая катушку L1, компенсируют отклонение среднего значения генерируемой частоты от номинала, вызванное включенной последовательно с резонатором емкостью варикапов. Выходной каскад передатчика собран на транзисторе VT4 и работает в режиме класса С, что обеспечивает высокий КПД. Выходную мощность можно регулировать подборкой резистора R23. Катушка индуктивности L4 согласует выход передатчика с антенной WA1.

Микросхема DA1 стабилизирует напряжение питания узлов формирования импульсов, что предотвращает изменение их характеристик при разрядке батареи.

Приемник, схема которого приведена на **рис. 2**, построен на микросхеме MC3361, далеко не современной (именно по этой причине она дешева), но полностью обеспечивающей необходимые технические характеристики. Ее номинальная чувствительность — 2 мкВ. Апериодический УРЧ на полевом транзисторе VT1 КП303Е доводит чувствительность приемника в целом до 0,5 мкВ. Если высокая чувствительность не нужна, транзистор VT1 и резистор R2 можно не устанавливать. Левый (по схеме) вывод конденсатора C3 в этом случае соединяют конденсатора C4 в этом случае следует увеличить до 1000 пФ, а резистор R3 — не устанавливать. Образованный катушкой и конденсатором C4 колебательный контур настраивают на частоту 465 кГц.

Вывод 9 микросхемы DA1 — выход частотного детектора. Фильтр нижних частот R4C6 подавляет высокочастотные шумы. Через разделительный конденсатор C7 сигнал поступает на вход имеющегося в микросхеме ОУ (вывод 10). Коэффициент усиления этого каскада зависит от номинала резистора R5. Регулируя подстроечный резистор R6, смещают рабочую точку ОУ таким образом, чтобы в паузах между импульсами сигнала на выходе микросхемы DA1 (вывод 11) отсутствовали шумы.

Принятые импульсы положительной полярности поступают на элемент DD1.2 и далее — на вход C2 счетчика DD2. Пока уровень на его входе C1 низкий, счет разрешен и с каждым импульсом состояние счетчика изменяется. В результате на выходах DD2 формируются канальные импульсы длительностью, равной интервалам между принятыми. Первый канальный импульс с вывода 2 счетчика поступает на вход регулятора хода (узла управления тяговым двигателем), второй с вывода 4 — на вход сервоусилителя рулевой машинки.

Если период принимаемой импульсной последовательности содержит более двух командных импульсов, соответствующие им канальные будут сформированы на других выходах счетчика DD2, стоянная времени зарядки выбрана таким образом, что в течение информационных пауз даже максимальной длительности напряжение на конденсаторе не успевает достичь порога переключения элемента DD1.3 и логический уровень на выходе последнего остается низким. Во время более продолжительной синхропаузы напряжение на конденсаторе достигает порогового значения и состояние элемента DD1.3 изменяется. Через дифференцирующую цепь C15R10 сигнал установки в начальное состояние поступает на вход R счетчика DD2.

Первый же из импульсов на выходе элемента DD1.3 через диод VD2 заряжает конденсатор C14, в результате на выходе элемента DD1.4 и соединенном с ним входе C1 счетчика DD2 устанавливается низкий уровень, разрешающий счет. Постоянная времени разрядки конденсатора C14 достаточно велика, за период повторения синхроимпульсов он не успевает заметно разрядиться. Если полезный сигнал на выходе микросхемы DA1 прекратился (например, по причине выключения передатчика), через некоторое, необходимое для разрядки конденсатора C14, время уровень на входе C1 счетчика DD2 станет высоким, запрещая счет. Этим предотвращается появление на выходах счетчика под действием шумов и помех импульсов случайной длительности, которые могли бы привести к хаотическому перемещению управляемого объекта.

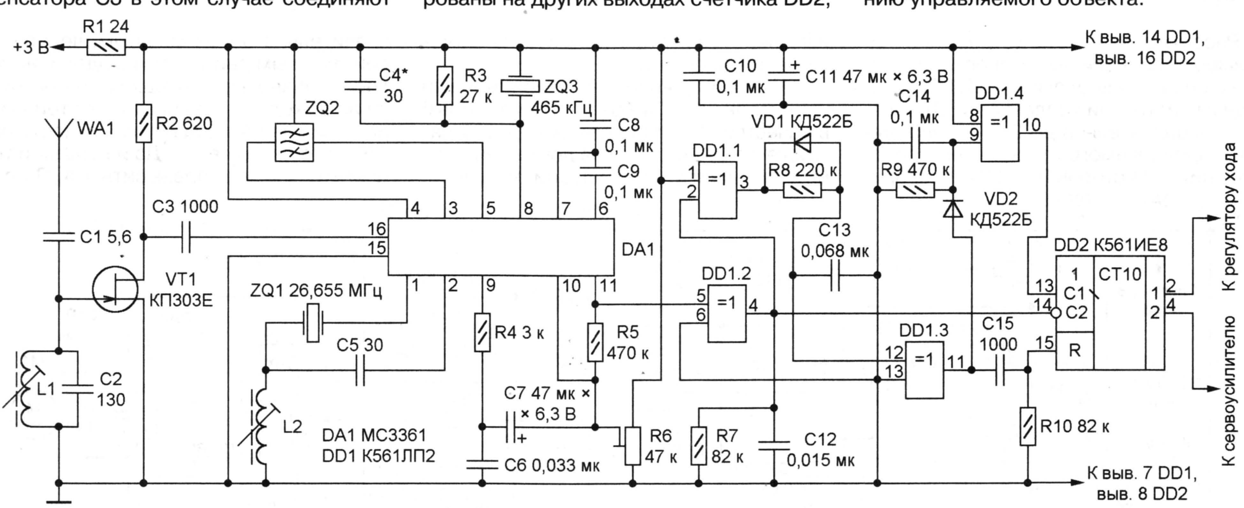


Рис. 2

непосредственно с колебательным контуром L1C2, настроенным на частоту сигнала 27,12 МГц, и конденсатором C1.

Микросхема DA1 — супергетеродинный приемник с частотным детектором. Частота гетеродина 26,655 Мгц стабилизирована кварцевым резонатором ZQ1. Подстраивая гетеродин с помощью катушки L2, добиваются точного совпадения промежуточной частоты с центральной частотой полосы пропускания пьезоэлектрического фильтра ZQ2 (465 кГц). Ширина полосы пропускания — 8 кГц.

Резонатор ZQ3 на частоту 465 кГц служит элементом частотного детектора. При отсутствии нужного резонатора вместо него можно установить катушку индуктивностью 117 мкГн от фильтра ПЧ радиовещательного приемника. Емкость к которым в этом случае могут быть подключены входы соответствующих исполнительных устройств. При желании можно с помощью одного передатчика организовать независимое управление несколькими моделями. Для этого входы регулятора хода и сервоусилителя на каждой из моделей соединяют с различными выходами счетчика.

Чтобы правильно декодировать импульсную последовательность, счетчик DD2 должен быть установлен в исходное состояние в начале каждого периода ее повторения. Для этого служит узел выделения синхропаузы. Отрицательные импульсы с выхода элемента DD1.1 через открытый диод VD1 быстро разряжают конденсатор C13. В паузах конденсатор медленно заряжается через резистор R8. По-

Напряжение питания 3 В приемник получает от стабилизатора, находящегося на плате сервоусилителя рулевой машинки.

Сервоусилитель рулевой машинки по принципу действия аналогичен прототипу [1] и построен по схеме, изображенной на **рис. 3**. Канальные импульсы, поступающие с приемника, запускают одновибратор на транзисторе VT1 и элементе DD1.1. Длительность импульсов, генерируемых одновибратором, зависит от положения движка переменного резистора R17, механически связанного с рулевым устройством, приводимым в движение двигателем M1.

С помощью элементов DD1.2—DD1.4 сравнивают импульсы. Наличие "разностного" импульса отрицательной поляр-

E-mail: dom@paguo.ru
тел. 208-83-05

ности на выходе элемента DD1.2 свидетельствует, что канальный импульс длиннее импульса одновибратора, а на выходе элемента DD1.3 — короче его. При равенстве импульсы отсутствуют на выходах обоих элементов.

Скважность разностных сигналов слишком велика для непосредственного управления двигателем, поэтому импульсы удлиняют с помощью диодов VD3, VD4, соединенных с ними RC-цепей и работающих в режиме компараторов ОУ микросхемы DA2. Пороги срабатывания компараторов регулируют подстроечным резистором R15.

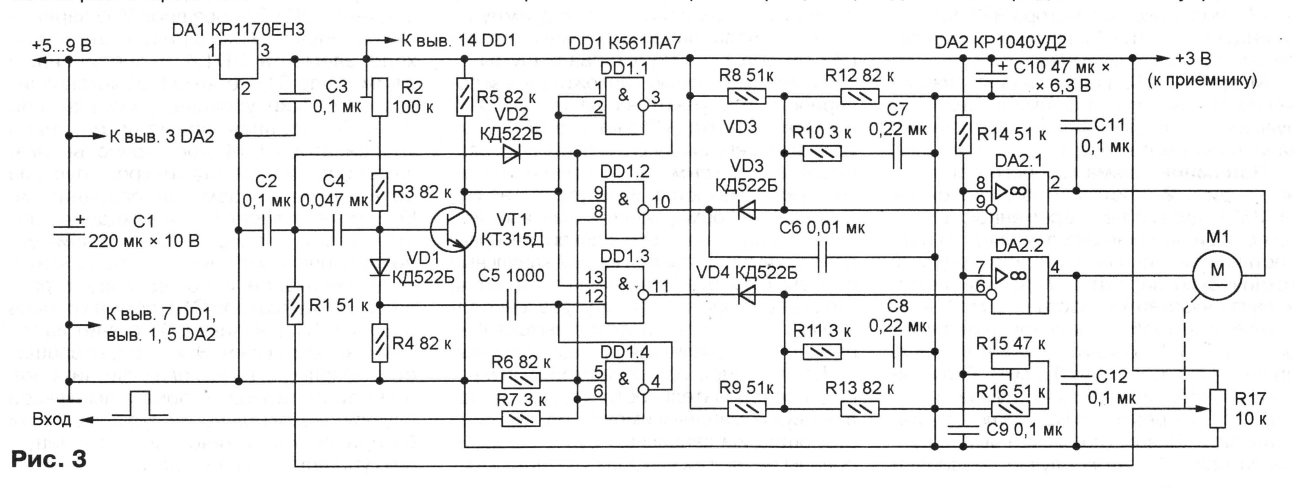


Рис. 3

Рассмотрим работу устройства, например, при наличии разностного импульса на выходе элемента DD1.2. В исходном состоянии конденсатор C7 заряжен приблизительно до 2 В — напряжения, определяемого отношением сопротивлений резисторов R8 и R12. Оно приложено к инвертирующему входу ОУ DA2.1. Напряжение на прямом входе (образцовое) немного меньше. Состояние входов DA2.2 аналогично. В результате уровни напряжений на выходах обеих ОУ — низкие и двигатель M1 обесточен.

Во время действия разностного импульса конденсатор C7 разряжается через резистор R10 и диод VD3, напряжение на нем уменьшается на величину, пропорциональную длительности импульса. В самом начале процесса разрядки напряжение на инвертирующем входе DA2.1 становится меньшим образцового, а уровень на выходе ОУ — высоким. После окончания импульса конденсатор C7 сравнительно медленно заряжается до прежнего напряжения. По достижении порога уровень на выходе ОУ опять станет низким.

Параметры цепей разрядки и зарядки конденсатора выбраны таким образом, что при изменении длительности разностного импульса от нулевой до максимальной (приблизительно 1 мс) длительность импульса на выходе ОУ изменяется от 0 до 10 мс. Постоянная составляющая приложенного к двигателю напряжения, от которой зависит скорость вращения, изменяется при этом от нуля до напряжения источника питания.

Мощный сдвоенный операционный усилитель КР1040УД2, примененный в качестве DA2, обеспечивает ток в нагрузке до 1 А, что вполне достаточно для питания двигателя рулевой машинки.

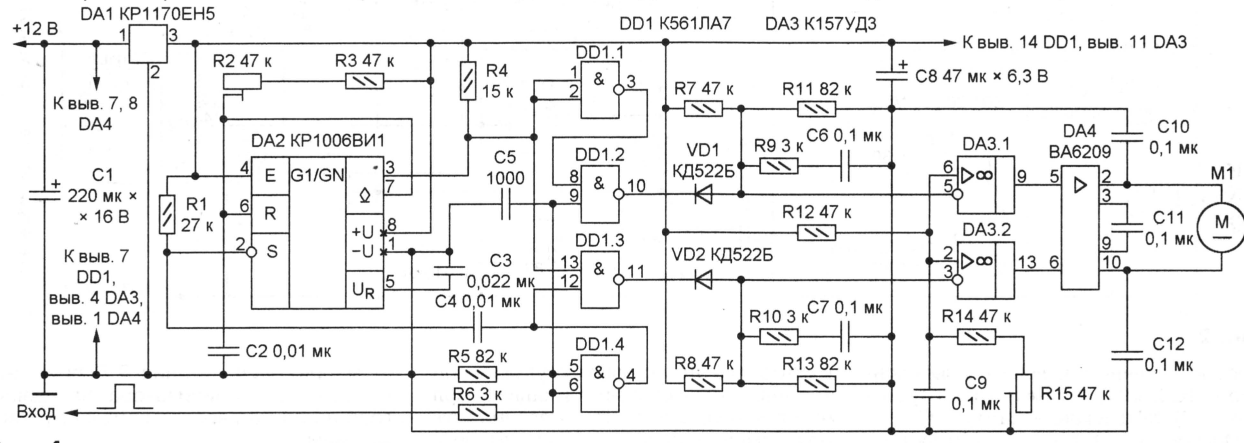


Рис. 4

Конденсаторы C11 и C12 снижают уровень помех от коллекторного узла двигателя и предотвращают перегрузку микросхемы DA2 ЭДС самоиндукции, возникающей в обмотке двигателя вследствие питания его импульсным напряжением.

Напряжение питания сервоусилителя (за исключением микросхемы DA2) стабилизировано интегральным стабилизатором напряжения DA1. Его же выходное напряжение используется и для питания приемника.

Регулятор хода, схема которого показана на **рис. 4**, во многом аналогичен рассмотренному выше сервоусилителю, принципиально отличаясь лишь отсутствием электромеханической обратной связи. Одновибратор здесь собран на таймере КР1006ВИ1 (DA2). В предыдущем случае таймер не был применен из-за нелинейной зависимости длительности вырабатываемых импульсов от сопротивления времязадающей цепи. В регуляторе хода эту длительность устанавливают подстроечным резистором R2, в процессе работы она остается постоянной.

Применять микросхему КР1040УД2 для непосредственного управления значительно более мощным, чем рулевой, тяговым двигателем модели нецелесообразно. При большом токе нагрузки на выходных транзисторах этой микросхемы падает значительная часть питающего напряжения. Да и пусковой ток двигателя может превысить 1 А. Поэтому в удлинителе импульсов использован маломощный сдвоенный ОУ К157УД3 (DA3), а нагрузка подключена к его выходам через DA4 — специализированную микросхему управления двигателем постоянного тока BA6209 [2].

ЛИТЕРАТУРА

1. **С. Чухаленко**. "Радиопроп" — Моделист-конструктор, 1987, № 1—3.

2. Микросхемы для управления электродвигателями. — М.: ДОДЕКА, 1999 г.

(Продолжение следует)

E-mail: dom@paguo.ru
тел. 208-83-05

"ИК ДАТЧИК В ОХРАННОЙ СИГНАЛИЗАЦИИ"

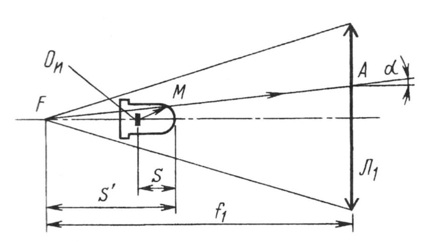
В. РОЖИН, г. Казань

Так называлась статья Ю. Виноградова, опубликованная в "Радио" № 7 за 1996 год. В описанном устройстве использована оптическая система с собирающей линзой, в фокусе которой располагался инфракрасный (ИК) диод. Приведенные ниже расчеты помогут радиолюбителю-конструктору при повторении устройства выбрать подходящую линзу и оптимально расположить излучающий диод.

В настоящее время широко применяются излучатели с инфракрасными (ИК) диодами, например, в охранной сигнализации и переговорных устройствах. Для увеличения дальности действия перед диодами располагают собирающие линзы. Обычно диод располагают в переднем фокусе линзы.

При применении ИК диодов АЛ156А излучатель представляет собой двухкомпонентную оптическую систему. Излучающая площадка диода диаметром d размещается в пластмассовом корпусе совместно с маленькой линзой, коэффициент преломления материала которой обозначим $n_п$. Излучающая часть корпуса диода — полусферическая с радиусом r (см. **рисунок**).

Буквой F обозначен передний фокус, а f_1 — фокусное расстояние линзы $Л_1$; $О_и$ — центр излучающей площадки диода; $О_иМ$ — луч в корпусе диода; МА — преломленный луч, вышедший из корпуса.



Ставится задача расположить ИК диод на таком расстоянии s' от точки F, чтобы луч МА и точка F находились на одной прямой. При преломлении луча через сферическую поверхность известно соотношение [1]: $1/s'-n_п/s=(1-n_п)/r$, из которого можно определить искомое значение s'. Таким образом, получаем эквивалентную оптическую систему, в точке F которой расположен эквивалентный источник излучения размером d'=dv, где v=s'/s — увеличение оптики диода.

Ввиду конечных размеров источника плоский угол рассеяния излучения после линзы определяется формулой $2\alpha=d'/f_1$ радиан. Из этого выражения следует, что линзу лучше брать длиннофокусную. Диаметр линзы должен быть не менее $2f_1 tg\alpha_и$, где $2\alpha_и$ — плоский угол диаграммы направленности ИК диода, в котором заключен основной поток излучения (например, для светодиода АЛ156А $2\alpha_и=20°$ [2]).

Если же диод расположить сферической поверхностью в фокусе линзы, то угол рассеяния излучения составит $2r/f_1$.

Для подтверждения теоретических выводов проведены эксперименты с излучающим диодом АЛ156А, у которого спектральная характеристика частично располагалась в видимом диапазоне спектра. Показатель преломления материала линзы диода $n_п$ был измерен на рефрактометре и составил 1,62. При r=2,3 мм [2] и s=5 мм вычислена величина s'=18,5 мм. В опытах использовалась линза с диаметром 47 мм и световым фокусным расстоянием $f_с$=88 мм. При красном излучении диода получено $f_к$=88,7 мм. На расстоянии 5 м экспериментально получено пятно облучения с минимальным диаметром и наибольшей интенсивностью излучения при расположении диода на расстоянии $s'_{экс}$=17 мм.

При использовании диодов в ИК диапазоне уменьшаются показатели преломления стекла линзы и пластмассы, из которой сделан излучающий диод. Например, на длине волны 0,863 мкм для тонкой линзы из стекла марки К8 увеличение фокусного расстояния составит 1,78 %.

Гораздо большие погрешности в расчетах появятся из-за технологических неточностей изготовления диодов (размеры r и s). В конечном итоге после сборки излучателя необходима небольшая юстировка диода с целью получения минимального угла 2α.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Панов В.** и **др**. Справочник конструктора оптико-механических приборов (3-е изд., перераб. и доп.) — Л.: Машиностроение, 1980.

2. **Юшин А.** Новые оптоэлектронные приборы. — Радио, 1997, № 10, с. 62—64.

E-mail: dom@paguo.ru
тел. 208-83-05

ТАЙМЕР-ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ОБОГРЕВАТЕЛЯ

И. НЕЧАЕВ, г. Курск

При перебоях в подаче тепла в централизованные системы отопления его источниками иногда становятся бытовые электрические обогреватели. Некоторые их модели снабжены, кроме терморегуляторов, таймерами-выключателями, что повышает безопасность применения. Однако подобные обогреватели стоят дороже и, следовательно, менее доступны. Между тем сделать таймер-выключатель можно самостоятельно.

Схема описываемого устройства показана на **рис.1**. В него входят генератор импульсов с делителем частоты (микросхема DD1), узел управления симистором на микросхеме DD2 и транзисторе VT1 и узел питания с гасящим конденсатором C1. Выпрямитель напряжения питания собран на VD1 и VD2, стабилитрон VD1 служит также стабилизатором напряжения. Конденсатор C2 сглаживает пульсации. Схема включения DD1 подобна примененной в [1].

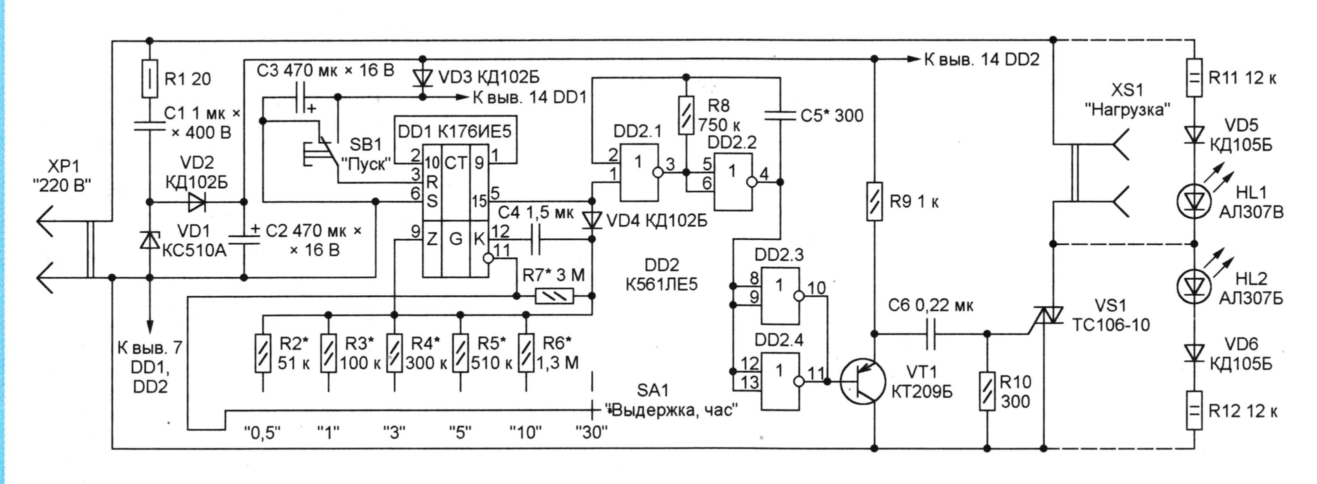


Рис. 1

Работает таймер так. После нажатия кнопки "Пуск" (при включенном питании) счетчики микросхемы DD1 обнуляются. При этом на выводе 5 микросхемы DD1 устанавливается низкий логический уровень и начинает работать ее внутренний генератор. Его частота зависит от номиналов элементов C4, R7 и одного из резисторов R2—R6. Переключателем SA1 частоту можно изменять в широких пределах. Низкий логический уровень на выводе 5 DD1 разрешает работу генератора импульсов частотой примерно 2 кГц на логических элементах DD2.1, DD2.2. С выхода соединенных параллельно элементов DD2.3, DD2.4 эти импульсы поступают на эмиттерный повторитель на транзисторе VT1, а затем (через дифференцирующую цепь C6R10) — на управляющий электрод симистора VS1. В результате последний открывается спустя не более 0,5 мс от начала каждого полупериода сетевого напряжения и на подключенную к розетке XS1 нагрузку поступает практически все сетевое напряжение.

Через 16384/F, с, где F, Гц — частота повторения импульсов встроенного генератора микросхемы DD1, логический уровень на выводе 5 этой микросхемы станет высоким, что остановит работу обоих генераторов. Симистор VS1 больше не будет открываться, и нагрузка обесточится. Длительность выдержки (от 0,5 до 30 ч) устанавливают переключателем SA1. Промежуточные значения можно подобрать по своему усмотрению, изменив номиналы резисторов R2—R6.

Если сетевое напряжение на некоторое время прервется, отсчет выдержки не будет остановлен. Благодаря диоду VD3 и конденсатору C3 микросхема DD1 останется активной почти до полной разрядки конденсатора C3. Это время достигает нескольких минут. После более длительного отсутствия сетевого напряжения отсчет начнется заново лишь с его восстановлением.

При желании можно предусмотреть индикацию режимов работы таймера, введя в него элементы HL1, HL2, VD5, VD6, R11, R12. На рис. 1 их подключение показано штриховыми линиями. Если таймер

Рис. 2

включен в сеть без нагрузки или она выключена собственным выключателем, будут гореть оба светодиода. Если же нагрузка включена и идет отсчет времени, горит только светодиод HL1. По истечении выдержки времени он погаснет, а светодиод HL2 загорится.

Большинство деталей прибора размещено на печатной плате из одностороннего фольгированного стеклотекстолита (**рис. 2**). Детали устанавливают со стороны фольги, припаивая их выводы непосредственно к печатным проводникам. Плату вместе с симистором VS1 и его теплоотводом помещают в пластмассовый корпус, имеющий отверстия для естественной вентиляции. Размер отверстий должен быть небольшим, чтобы исключить возможность случайного прикосновения к токоведущим частям устройства.

На передней панели устанавливают розетку XS1, кнопку SB1, переключатель SA1 с резисторами R2—R6 и при необходимости — светодиоды HL1и HL2 с сопутствующими им элементами. К таймеру можно подключать нагрузку мощностью до 2 кВт при условии, что площадь теплоотвода симистора VS1 — не менее 300 см^2 (согласно рекомендациям [2]). Проводники, соединяющие симистор с вилкой XP1 и розеткой XS1, и сами эти узлы должны быть рассчитаны на протекание тока не менее 10 А.

В таймере можно применить следующие детали: транзистор VT1 — КТ208, КТ209 с любыми буквенными индексами и другие аналогичные, диоды VD2—VD4 — любые маломощные кремниевые, светодиоды — отечественные или импортные с рабочим током до 20 мА. При мощности нагрузки менее 1200 Вт в качестве VS1 подойдет симистор КУ208В. Конденсатор С1 — К73-16, оксидные (С2 и С3) — серии К50, остальные — серий К10, К73. Кнопка SB1 — с самовозвратом, но обязательно с надежной изоляцией. Переключатель SA1 — галетный.

Налаживание таймера сводится к установке частоты генератора микросхемы DD1 для получения необходимой выдержки. Делают это подбирая номиналы резисторов R2—R6. Частоту генератора на элементах DD1.1, DD1.2 можно изменить подборкой конденсатора С5. Иногда это улучшает надежность открывания симистора VS1 в начале каждого полупериода сетевого напряжения. Напоминаем о необходимости соблюдать правила электробезопасности.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Бирюков С.** Таймер для зарядки аккумулятора электробритвы. — Радио, 2000, № 9, с.27, 28.

2. Справочник радиолюбителя-конструктора. — М.: Радио и связь, 1983, с. 377.

АВТОМАТ УПРАВЛЕНИЯ ОСВЕЩЕНИЕМ ПОДСОБНЫХ ПОМЕЩЕНИЙ

С. РЫЧИХИН, г. Первоуральск Свердловской обл.

Автомат предназначен для включения и выключения света в кладовых, ванных комнатах и других подсобных помещениях. Малое число деталей и небольшие их размеры позволяют разместить устройство внутри обычного настенного выключателя. Автомат питается от сети переменного тока 220 В, не боится перенапряжений, хорошо работает и при пониженном напряжении. Потребляемый ток — менее 0,25 мА.

В автомате использована особенность поляризованного реле РПС32, контакты которого могут находиться в двух устойчивых положениях, сохраняющихся после отключения питания. Для изменения положения достаточно подать короткий импульс соответствующей полярности на одну из обмоток реле. Новое положение останется неизменным до тех пор, пока аналогичный импульс не будет подан на другую обмотку.

Датчиком открывания двери 1 (**рис. 1**) служит геркон 3 с магнитом 5, укрепленные на дверном косяке 2.

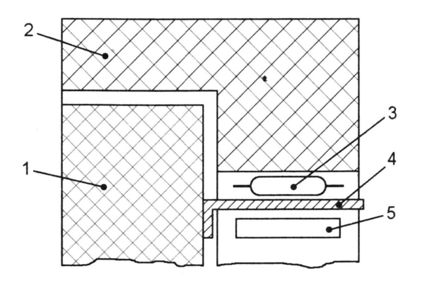


Рис. 1

На самой двери закреплена шторка 4 из мягкого железа. При закрытой двери шторка входит в зазор между герконом и магнитом, замыкая на себя магнитный поток.

Схема автомата изображена на **рис. 2**. Предположим, при включении устройства в сеть контакты реле К1 находятся в положении, показанном на схеме, дверь закрыта и геркон SF1 разомкнут. Положительными полуволнами сетевого напряжения конденсатор С1 заряжается через диод VD2 до напряжения стабилизации стабилитрона VD1. Диод VD4 не допускает зарядки конденсатора С2 через обмотки реле.

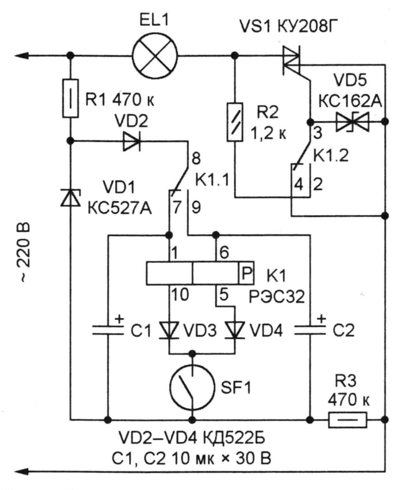


Рис. 2

При открывании двери металлическая шторка выходит из зазора между магнитом и герконом SF1, в результате последний замыкается. Конденсатор С1 разряжается через обмотку К1 (выводы 1, 10) и диод VD3, изменяя состояние реле К1. Контакты К1.1 включают в цепь зарядки конденсатор С2, исключая из нее С1. Контакты К1.2 замыкают цепь управления симистора VS1, включающего лампу EL1.

Повторное переключение реле возможно лишь после размыкания геркона SF1 в результате закрывания двери и зарядки конденсатора С2, которая при указанных на схеме номиналах элементов занимает 3...4 с. При следующем открывании двери конденсатор С2 разрядится через вторую обмотку реле К1 (выводы 5 и 6). Контакты К1.1, К1.2 возвратятся в исходное положение, лампа EL1 погаснет.

В автомате использованы оксидные конденсаторы К53-14 или импортные с малыми токами утечки, резисторы — МЛТ. Геркон SF1 — любого типа. Идущие к нему провода должны быть хорошо изолированы, в противном случае работа автомата может быть нарушена из-за разрядки конденсаторов.

Реле К1 — РПС32, паспорт РС4.520.224. Схема расположения выводов и соединения с ними обмоток и контактов изображена на его корпусе. Буквенный индекс А, Б или В в конце обозначения характеризует лишь конструктивные особенности узлов крепления реле и может быть любым.

Можно взять однотипное реле и с другим паспортом, но в этом случае стабилитрон VD1 придется заменить на имеющий напряжение стабилизации, равное рабочему выбранного реле, и подборкой емкости конденсаторов С1 и С2 добиться четкого срабатывания. Например, для реле с паспортом РС4.520.219 оптимальны стабилитрон КС168А и конденсаторы емкостью по 47 мкФ.

От редакции. *Установка стабилитрона VD5 не обязательна.*

E-mail: dom@paguo.ru
тел. 208-83-05

АВТОМАТ УПРАВЛЕНИЯ ОСВЕЩЕНИЕМ

С. БИРЮКОВ, г. Москва

Кроме всем известных однопозиционных электромагнитных реле, состояние которых зависит лишь от наличия или отсутствия тока через обмотку, существуют двухпозиционные (иногда их называют дистанционными переключателями). Для перевода такого реле в другое состояние напряжение на его обмотку достаточно подать кратковременно. Реле не потребляет энергии в промежутках между переключениями и, если они происходят сравнительно редко, экономия получается довольно значительной. Это свойство автор использовал в предлагаемом устройстве.

Схема автомата управления уличным освещением приведена на **рис. 1**. Он получает питание от сети 220 В через гасящие конденсаторы C2—C4 и диодный мост VD2. Двухпозиционное реле K1 РП12 может находиться в одном из двух устойчивых состояний. В типовом режиме его переключение происходит при подаче на обмотку переменного напряжения 220 В. Специально предусмотренные контакты разрывают ее (обмотки) цепь как только изменилось положение якоря реле. В данной конструкции управление реле производится нестандартным образом — постоянным напряжением той или иной полярности.

Рис. 1

Датчиком освещенности служит фоторезистор R6, установленный в защищенном от осадков месте. На него не должны попадать свет управляемых автоматом ламп и прямые солнечные лучи. Чтобы выполнить последнее условие, светочувствительную поверхность фоторезистора рекомендуется сориентировать на север, прикрыв с запада и востока небольшими экранами.

Пока уровень естественного освещения достаточен, напряжение на инвертирующем входе ОУ DA1 меньше, чем на неинвертирующем. На выходе ОУ напряжение близко к потенциалу плюсового вывода конденсатора C5. Транзистор VT1 открыт, VT2 — закрыт. Через светодиод U1.2 течет ток, но при показанном на схеме состоянии контактов реле K1 это не вызывает переключения, так как цепь фототиристора U1.1 разомкнута. Конденсатор C1 заряжен до напряжения приблизительно 300 В.

С наступлением сумерек сопротивление фоторезистора возрастет, напряжение на инвертирующем входе ОУ увеличится. По достижении заданного подстроечным резистором R7 уровня ОУ изменит состояние, его выходное напряжение станет близким к потенциалу минусового вывода конденсатора C5. Транзистор VT1 закроется, VT2 — откроется. Через светодиод U2.2 потечет ток, фототиристор U2.1 включится, в результате конденсатор C5 разрядится через обмотку реле K1, что переведет последнее в другое устойчивое состояние. Замкнувшиеся контакты K1.5 и K1.6 включат освещение. Цепь фототиристора U2.1 будет разомкнута, и начнется зарядка конденсатора через резистор R1 и диод VD1.

Резистор R8 обеспечивает переключение ОУ с гистерезисом, необходимым, чтобы на пороге срабатывания автомата небольшие колебания освещенности не приводили к многократным включениям и выключениям освещения. Конденсатор C6 устраняет сетевые наводки и замедляет срабатывание автомата, что уменьшает вероятность выключения ламп при кратковременном освещении фоторезистора R6, например, светом фар проходящих автомобилей. Резистор R4 защищает ОУ от превышения максимально допустимого синфазного входного напряжения.

В качестве R6 автор использовал фоторезистор ФСД-Г1, чем объясняется высокое сопротивление резистора R5 и применение ОУ КР544УД2А с полевыми транзисторами на входе. Если заменить фоторезистор на ФСК-Г1 или СФ2-5, номинал резистора R5 следует уменьшить примерно до 1 МОм. В этом случае и ОУ можно заменить на К140УД6 или К140УД7.

Автомат собран на печатной плате размерами 62,5×97,5 мм (**рис. 2**). Конденсаторы C2—C4 — К73-17. Можно использовать и другие, например, К73-16 на напряжение не менее 400 В. Конденсаторы C6 и C7 — КМ-6, оксидные C1 и C5 — импортные аналоги К50-35. Последние устанавливают параллельно поверхности платы, причем C1 — со стороны печатных проводников. Резистор R5 — С1-4 или КИМ, остальные постоянные — МЛТ, подстроечный (R7) — СП3-19б.

Транзисторы VT1 и VT2 — любые кремниевые маломощные соответствующей структуры (например, серий КТ3102 и КТ3107 с любыми буквенными индексами соответственно). В качестве стабилитрона VD3 кроме указанного на схеме КС512А подойдет любой другой, имеющий напряжение стабилизации 11...15 В, например, Д814Г, Д814Д, КС512Б,

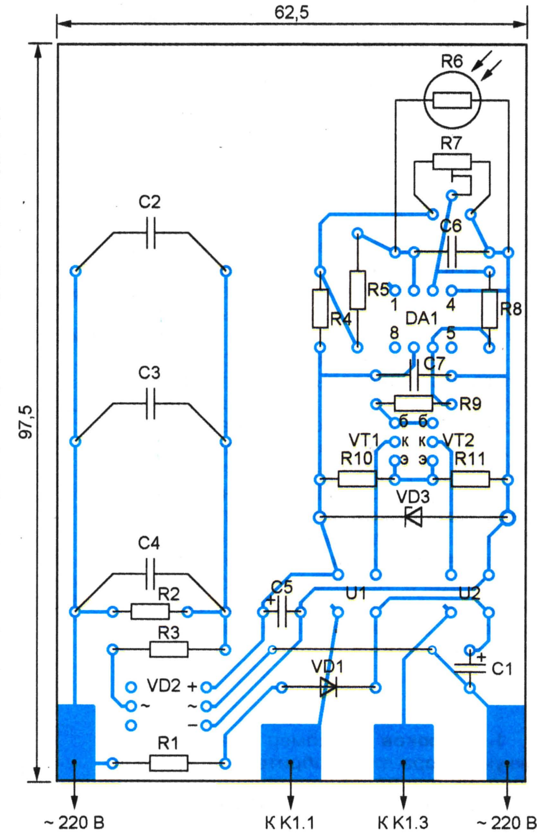


Рис. 2

E-mail: dom@paguo.ru
тел. 208-83-05

КС515Г. Диодный мост КЦ407А может быть заменен на четыре одиночных диода (например, серий КД103, КД503, КД509, КД522). Допустимое обратное напряжение диода VD1 — не менее 600 В. Вместо оптронов 3ОУ103Г (U1 и U2) пригодны АОУ115Г или АОУ115Д, но у них другой корпус. В крайнем случае можно применить оптроны АОУ103 с индексами Б или В. Опыт показывает, что большинство из них способно выдержать напряжение 300 В.

Смонтированную плату устанавливают внутри защитного кожуха реле. К прямоугольным контактным площадкам в нижней (по рис. 2) части платы припаивают лепестки, использовавшиеся в реле, отгибают их приблизительно под прямым углом и крепят винтами М4 к резьбовым втулкам основания реле. Противоположная часть платы входит в паз на верхней панели реле. Один из выводов обмотки реле с контактами К1.1 и К1.2 уже соединен, второй отпаивают от соответствующего лепестка и соединяют с контактами К1.3 и К1.4. Фоторезистор подключают к контактным площадкам платы с помощью витой пары проводов.

Автомат предварительно регулируют, не включая в сеть, а запитав от источника постоянного напряжения, немного меньшего напряжения стабилизации VD3. Источник подключают параллельно стабилитрону. Затеняя фоторезистор R6, добиваются его освещенности, близкой к той, при которой искусственное освещение должно включиться. Подключив вольтметр между выходом ОУ и минусовым выводом источника питания, вращают ось подстроечного резистора R7. При проходе его движком приблизительно среднего положения показания вольтметра должны скачком измениться. В противном случае следует установить резистор R5 другого номинала.

Отсоединив вспомогательный источник, включают автомат в сеть. Затеняя и освещая фоторезистор R6, убеждаются, что каждый раз положение якоря реле изменяется на противоположное. Следует иметь в виду, что после затенения фоторезистора переключение реле происходит с задержкой приблизительно на 7 с. После освещения задержка заметно меньше — всего 2...3 с. Если реле не срабатывает, поменяйте местами выводы его обмотки. Окончательную подстройку порога срабатывания автомата производят на месте его установки.

Общая мощность ламп, коммутируемых одной парой контактов реле, может доходить до 450 Вт. Если этого недостаточно, между лампами и автоматом следует установить контактор на соответствующий ток. Реле РП12 снабжено рычагом, позволяющим при необходимости вручную переводить якорь из одного устойчивого состояния в другое. Этим можно воспользоваться для того, чтобы, например, включить освещение в дневное время или выключить его в ночное.

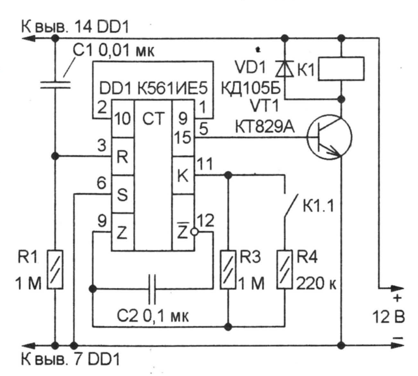
Если заменить фоторезистор R6 на терморезистор и соответствующим образом подобрать номиналы резисторов R4, R5 и R7, рассмотренное устройство может служить термостабилизатором. ■

УСТРОЙСТВО ВКЛЮЧЕНИЯ И ВЫКЛЮЧЕНИЯ НАГРУЗКИ

А. АНТИПОВ, п. Реконструктор Аксайского р-на Ростовской обл.

Много лет назад я столкнулся с проблемой сырости в своем подвале. Для ее ликвидации решил поставить в подвал вентилятор, периодически включаемый и выключаемый электронным автоматом. Создан он на основе устройства, описанного в статье Л. Мединского "Простое экономичное реле времени" ("Радио", 1988, № 1, с. 40—43). Доработка свелась к замене генератора импульсов и симистора на транзисторный ключ с электромагнитным реле, а также к введению независимой регулировки длительности работы нагрузки и нахождения ее в обесточенном состоянии. В результате получился простой в повторении и очень надежный автомат — вот уже около 10 лет без единого отказа у меня работают три таких устройства: одно — в подвале, другое периодически включает форточный вентилятор, а третье — электронный пылесос для очистки воздуха в квартире.

Принципиальная схема автомата изображена на **рисунке**. При включении питания начинается отсчет паузы, длительность



которой зависит от емкости конденсатора C2 и сопротивления резистора R3. После паузы открывается транзистор VT1 и срабатывает реле К1. Своими контактами К1.2 (на схеме не показаны) оно подсоединяет нагрузку к сети 220 В, а контактами К1.1 подключает параллельно R3 резистор R4. Теперь время выдержки реле (работы нагрузки в сети) зависит от общего сопротивления R3, R4. При указанных на схеме номиналах C2, R3, R4 время работы равно примерно 5 мин, а длительность паузы — около 30 мин. Подбором этих элементов время работы и длительность пауз можно изменять в широчайших пределах — от минуты до недели. Если время работы устройства должно быть больше длительности паузы, нормально разомкнутый контакт реле К1.1 заменяют нормально замкнутым.

В устройстве допустимо использовать любое реле с напряжением срабатывания не более 10 В и контактами, рассчитанными на коммутацию тока нагрузки. Транзистор VT1 выбирают исходя из рабочего тока реле. Блок питания — любой стабилизированный с выходным напряжением 12 В, способный обеспечить потребляемый реле ток. ■

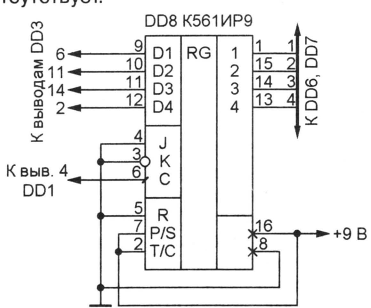
ДОРАБОТКА АВТОМАТА СВЕТОВЫХ ЭФФЕКТОВ

А. КРОТОВ, г. Барановичи, Беларусь

Повторив конструкцию Д. Атаева "Автомат световых эффектов" ("Радио", 2001, № 1, с. 30—32), я обнаружил недостаток, проявляющийся при работе автомата в режиме "хаоса". В моменты смены световых комбинаций кратковременно вспыхивают все подключенные к его выходам светодиоды. Возможно, с более инерционными лампами накаливания, примененными в оригинале, этот эффект остается незаметным.

Причина вспышки, как выяснилось, в том, что режим "хаоса" возникает в результате подачи на счетный вход С микросхемы DD3 (см. рис. 3 в упомянутой статье) пачки импульсов генератора на элементах DD2.1, DD2.2, DD2.4. Счетчик многократно переполняется, и в момент прекращения счета на его выходах образуется почти случайная комбинация нулей и единиц. Однако запрет прохождения сигналов счетчика на выходы автомата во время счета не предусмотрен. Вот почему на все подключенные к автомату световые приборы поступают кратковременные импульсы. Хотя автор конструкции считает, что "длительность пачки так мала, что мигание ламп во время счета остается незаметным зрителю", все-таки при использовании светодиодов вспышка довольно заметна. В других режимах она отсутствует, так как на счетчик DD3 поступают единичные импульсы.

Чтобы устранить вспышку, достаточно ввести в автомат еще одну микросхему, как показано на **рисунке**. Запомнив комбинацию состояний выходов счетчика DD3, регистр DD8 сохраняет уровни напряжений на собственных выходах неизменными до прихода очередного импульса на вход С. На любые изменения, происходящие в счетчике в интервалах между этими импульсами, регистр не реагирует, в результате неприятный эффект вспышки отсутствует.



Доработку готового автомата выполняют следующим образом. Выводы 2, 6, 11 и 14 микросхемы DD3 отпаивают от соответствующих контактных площадок, извлекают из отверстий платы и отгибают. Дополнительную микросхему DD8 устанавливают над DD3, соединив их выводы 8 и 16. Остальные выводы DD8 в соответствии с приведенной схемой соединяют монтажным проводом с выводами микросхем DD3, DD1 и контактными площадками платы. ■

E-mail: dom@радио.ru
тел. 208-83-05

МИКРОКОНТРОЛЛЕРНЫЙ РАСХОДОМЕР ТОПЛИВА

А. ДОЛГИЙ, г. Москва

Известно, что обычные указатели уровня топлива, применяемые в автомобилях, имеют низкую точность. Кроме того, шкала такого прибора обладает нелинейностью, поэтому определить количество израсходованного бензина затруднительно. Промышленно выпускаемые автомобильные компьютеры решают проблему, но они довольно дороги. В то же время расходомер можно изготовить и самостоятельно.

Прототипом предлагаемого прибора послужил расходомер, описание которого опубликовано в [1]. Его конструкция показалась слишком сложной — более полутора десятков микросхем на пяти печатных платах. К тому же внимательный анализ схемы показал, что не все заявленные функции выполняются. Накопленные к моменту выключения прибора данные не сохраняются, несмотря на специально предусмотренную гальваническую батарею резервного питания. При каждом включении основного источника питания учет расхода начинается с нуля, а число, равное количеству оставшегося в баке топлива, приходится вводить заново.

Схема вновь разработанного расходомера показана на **рис. 1**. Применив в нем микроконтроллер (МК) PIC16F628, удалось упростить прибор, одновременно увеличив число выполняемых функций. Предусмотрено, например, измерение напряжения бортсети автомобиля. Остались резервы и для дальнейшего совершенствования путем подключения к оставшимся неиспользованным выводам МК дополнительных датчиков и доработки программы.

Выводы обмотки датчика расхода топлива, изготовленного по описанию из [1], соединяют с контактами 1 и 2 вилки XP1 витой парой проводов. Не рекомендуется соединять с "массой" автомобиля один из выводов обмотки датчика в месте его установки. Контакт 9 соединяют с плюсовым выводом замка зажигания, 7 — с плюсовым выводом аккумуляторной батареи автомобиля, а контакты 4, 6, 8 — с "массой".

Усилитель-формирователь импульсов датчика на транзисторах VT1, VT2 остался таким же, как в прототипе. Во время налаживания прибора необходимо убедиться, что вращение крыльчатки датчика приводит к появлению на коллекторе транзистора VT2 импульсов с амплитудой, почти равной выходному напряжению интегрального стабилизатора DA1. В противном случае следует подобрать резистор R3.

Узел индикации расходомера состоит из преобразователя кода DD2, резисторной матрицы DR1 и трехразрядного светодиодного индикатора HG1. Кроме указанного на схеме BA56-11SR, можно применить и другие аналогичные с общим анодом, в том числе три одноразрядных (например, АЛС324Б), соединив вместе выводы их одноименных катодов. Все сигналы, необходимые для динамической индикации, вырабатывает МК DD1.

Порядок соединения выводов DD1 с DD2 и HG1 выбран исходя из удобства прокладки проводников по печатной плате. Возникшее в результате несоответствие "старшинства" разрядов порта МК и входов преобразователя легко устраняется программным путем. Учтено, что выводы МК PIC16F628 многофункциональны. Например, так как в работе прибора участвует один из встроенных в МК аналоговых компараторов, выводы 18 (RA1) и 1 (RA2), служащие его входами, нельзя использовать в других целях.

Импульсы длительностью приблизительно 4 мс, поочередно появляющиеся на выводах 17 (RA0), 2 (RA2) и 16 (RA7) МК, кроме своего основного назначения — зажигания знакомест индикатора, служат и для опроса состояния кнопок SB1—SB3. Если какая-либо из этих кнопок нажата, соответствующий импульс поступает на вывод 13 (RB7) МК. Функции кнопок приведены в **табл. 1**. Режим работы расходомера зависит от логического уровня на выводе 12 (RB6) МК. Если он высокий (контакты выключателя SA1 разомкнуты), индикатор HG1 показывает количество израсходованного топлива, в противном случае — остаток топлива в баке.

Таблица 1

Кнопка	Функция в режиме	
	"Расход"	"Остаток"
SB1	Сброс показаний	Установка десятых долей
SB2	Напряжение в бортсети	Установка единиц
SB3	Контроль индикатора	Установка десятков

Основные элементы узла питания расходомера — интегральный стабилизатор напряжения 5 В DA1, диод VD1 и конденсатор C3. Вход стабилизатора соединен с контактом замка зажигания автомобиля, напряжение на котором появляется с поворотом ключа. При желании можно предусмотреть отдельный выключатель расходомера, введя его в эту цепь. При включении зажигания конденсатор C3 быстро заряжается через открытый диод VD1 почти до выходного напряжения стабилизатора. Скорость нарастания напряжения достаточна для нормального старта МК DD1.

После выключения зажигания напряжение на выходе стабилизатора падает до нуля, однако МК некоторое время продолжает работать, питаясь от заряженного конденсатора C3. Этого времени достаточно, чтобы МК "узнал" о выключении, проверив логический уровень на выводе 4 (RA5), и записал во внутреннюю электрически программируемую память (EEPROM) содержимое счетчиков расхода топлива и его остатка в баке. EEPROM хранит информацию и в выключенном состоянии, а при последующем включении МК программа переносит ее в оперативную память, и прежние показания автоматически восстанавливаются.

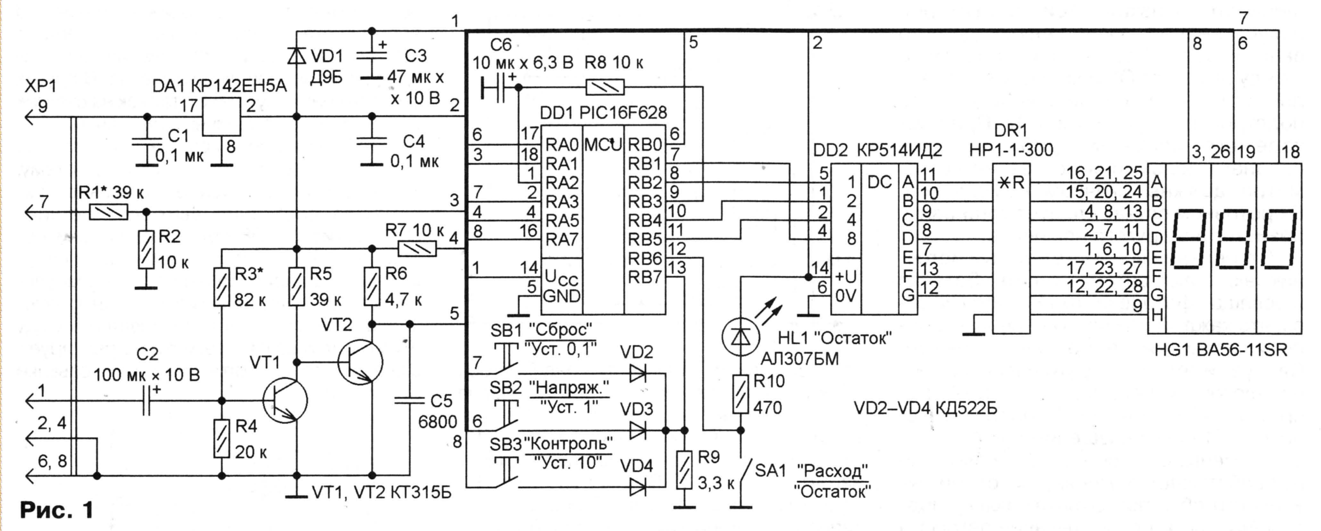


Рис. 1

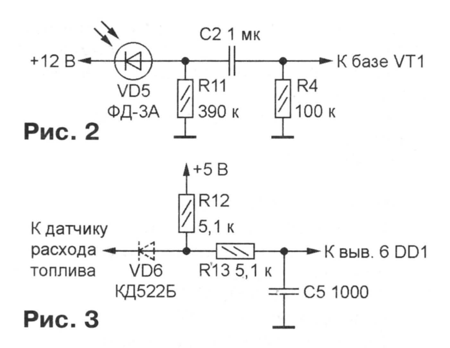


Рис. 2

Рис. 3

Возможно применение датчиков других типов независимо от их "чувствительности" — числа импульсов на единицу объема израсходованного топлива. Значение этого параметра легко учитывается в программе. Если выходным элементом датчика служит фотодиод, как в [2], входные цепи прибора строят по схеме, показанной на **рис. 2**. Обратите внимание, что резистор R3 удален, а номиналы резистора R4 и конденсатора С2 изменены.

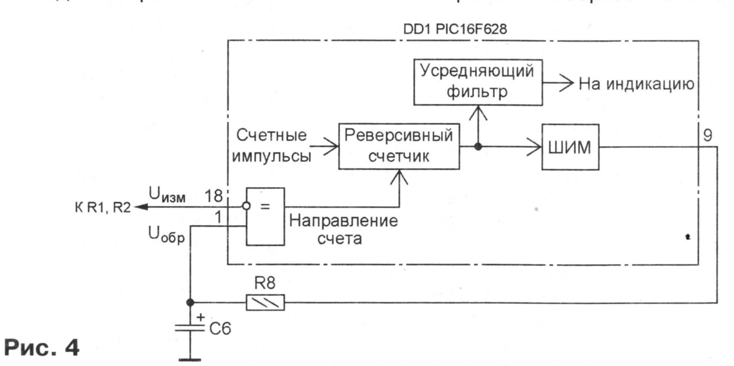


Рис. 4

Еще проще (**рис. 3**) подключить к расходомеру датчик ДРТ от маршрутного компьютера МК-21093 [3]. Транзисторы VT1, VT2 и все связанные с ними пассивные элементы, кроме С5, в этом случае удаляют. Если применен датчик, амплитуда выходных импульсов которого превышает 5 В, дополнительно устанавливают диод VD6, показанный на рис. 3 штриховыми линиями. Таким образом подключают, например, устройство, описанное в [4]. Импульсы снимают с участка коллектор—эмиттер имеющегося там транзистора. Нужно, однако, учитывать, что при работе с датчиками, содержащими механические контакты, часто возникают проблемы, связанные с "дребезгом" последних.

Функциональная схема вольтметра, измеряющего напряжение, поданное на конт. 7 вилки ХР1, показана на **рис. 4**. Узлы, обведенные штрихпунктирной линией, находятся внутри МК, причем одни из них (компаратор, формирователь ШИМ) существуют физически, другие (реверсивный счетчик, усредняющий фильтр) реализованы программно. Длительность импульсов на выводе 9 МК (выход ШИМ) пропорциональна числу, накопленному в счетчике. Поэтому пропорционально ему и напряжение, сглаженное интегрирующей цепью R8C6 и поступающее на вывод 1 МК (неинвертирующий вход компаратора). Будем называть это напряжение образцовым.

На вывод 18 МК (инвертирующий вход компаратора) через резистивный делитель R1R2 поступает измеряемое напряжение. Если последнее (с учетом делителя) больше образцового, состояние выхода компаратора таково, что счетчик работает на сложение, накопленное в нем число растет, с ним увеличивается и образцовое напряжение.

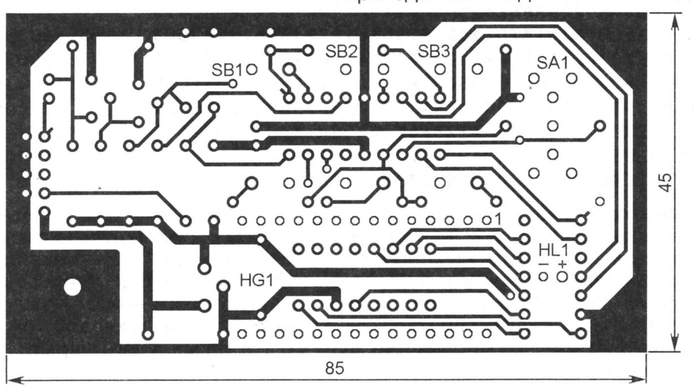
Так продолжается до тех пор, пока оно не превысит измеряемое. В результате состояние компаратора и направление счета изменяются, число в счетчике начинает уменьшаться, что приводит к возврату компаратора в прежнее состояние и повторению описанного цикла. В установившемся режиме образцовое напряжение колеблется вокруг измеряемого. Чтобы эти колебания не приводили к "мерцанию" младшего разряда индикатора, подаваемые на него со счетчика значения предварительно усредняются.

Недостаток вольтметра, построенного по описанному принципу, — чрезмерная инерционность. Однако для контроля медленно изменяющегося напряжения в бортсети это не столь существенно. Для уменьшения погрешности измерения следует внимательно отнестись к выбору точки подключения к бортсети контакта 7 вилки ХР1. Рекомендуется соединить его отдельным проводом непосредственно с плюсовым выводом аккумуляторной батареи или генератора. При повышенном уровне пульсаций измеряемого напряжения и помех показания вольтметра становятся неустойчивыми. Улучшить его работу можно, зашунтировав резистор R2 оксидным конденсатором емкостью в несколько десятков микрофарад.

Калибруют вольтметр подбором резистора R1, контролируя образцовым вольтметром поданное на вход напряжение.

Расходомер собран на двусторонней печатной плате размерами 85×45 мм, показанной на **рис. 5**. Индикатор HG1, кнопки SB1—SB3 (ПКН-150), выключатель SA1 (ПД9-2) и светодиод HL1 установлены с той стороны платы, где находится большая часть печатных проводников. Остальные элементы — обычным образом. В отверстия, предназначенные для выводов светодиода, желательно установить пустотелые металлические заклепки (пистоны). Это позволит при необходимости заменить светодиод, не выпаивая установленную над ним с противоположной стороны платы микросхему DD2. Аналогичными заклепками желательно снабдить отверстия под выводы кнопок SB1 — SB3.

Устанавливая индикатор, светодиод, кнопки и выключатель, нужно позаботиться, чтобы их фронтальные поверхности находились в одной плоскости. Накрытые декоративной накладкой из цветного оргстекла с отверстиями под кнопки и движок выключателя, они образуют переднюю панель прибора. Между платой и приподнятыми над ней кнопками обяза-



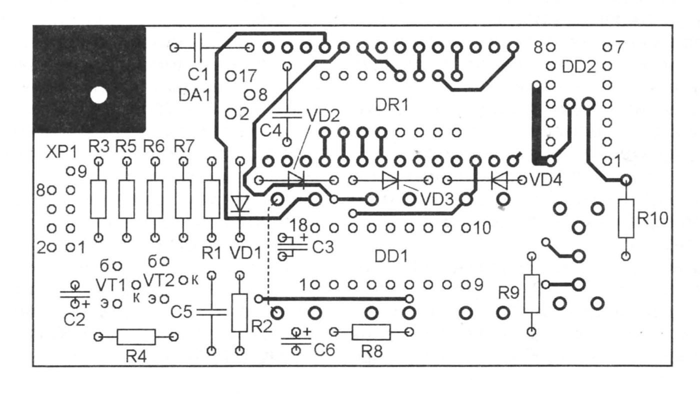


Рис. 5

E-mail: car@paguo.ru
тел. 207-88-18

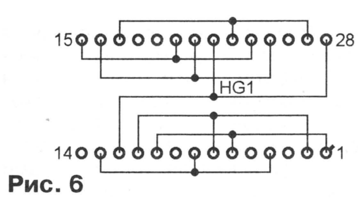


Рис. 6

тельно вставьте жесткую прокладку, иначе при каждом нажатии на кнопку вы рискуете оторвать от платы контактные площадки, к которым припаяны ее выводы.

Так как выводы кнопок ПКН-150 проходят через них "насквозь", одна из пар выводов использована в качестве перемычки, соединяющей контактные площадки платы. Если применены кнопки, не имеющие такой особенности, перемычку, показанную на рис. 5 штриховой линией, необходимо выполнить в виде печатного проводника или предусмотреть проволочную.

Перемычками из изолированного провода соединяют между собой контактные площадки одноименных катодов трех знакомест индикатора HG1, как показано на **рис. 6**. Конечно, и эти соединения можно было бы сделать печатными, но это привело бы к усложнению рисунка проводников и появлению множества переходных отверстий между слоями печати. Последнее крайне нежелательно, так как плата рассчитана на изготовление в любительских условиях без металлизации отверстий. Кстати, несколько переходных отверстий все-таки есть, поэтому необходимо вставить в них отрезки неизолированного провода, припаяв их к печатным проводникам с двух сторон.

В качестве вилки XP1 применена 10-контактная колодка FDC-10, один из контактов которой удален. Ее можно заменить отрезками жесткого неизолированного провода диаметром 0,8...1 мм. В соответствующее отсутствующему контакту гнездо ответной части разъема (розетки IDC-10) вставлена заглушка — отрезок толстой рыболовной лески. Можно залить это гнездо эпоксидным компаундом. Эти меры не позволят неправильно состыковать разъем, что могло бы привести к замыканию бортсети.

Коды, которые необходимо записать в память МК DD1 (запрограммировать его) перед установкой на плату, приведены в **табл. 2**. Как это сделать, рассказано, например, в [5]. Чтобы в дальнейшем иметь возможность корректировать программу, предусмотрите на плате расходомера панель для установки микросхемы DD1.

Обратите внимание на предпоследнюю строку табл. 2:

:10420000**90**00**01**00...

Выделенные полужирным шрифтом цифры — соответственно младший (90H) и старший (01H) байты шестнадцатиричного числа 0190H, десятичный эквивалент которого — 400 — число импульсов, вырабатываемых датчиком на каждые 0,1 л прошедшего через него топлива. Если "чувствительность" датчика отличается от указанной, коды легко откорректировать. Прежде всего нужно перевести вновь вводимое значение в шестнадцатиричную систему счисления. Это легко сделать с помощью стандартной программы "Калькулятор", имеющейся во всех версиях Windows. Если в полученном результате менее четырех значащих цифр, дополните его слева одним—тремя нулями. Затем в файл программирования между приведенной выше и последней строками занесите еще одну:

:04420000LL00HH00KK

Здесь LL — новое значение младшего, а HH — старшего байта "чувствительности". Контрольную сумму KK подсчитывают следующим образом:

KK=00–04–42–LL–HH

Все числа — двузначные шестнадцатиричные. Из полученного результата возьмите лишь два младших разряда. Например:

1600 (десятичное)=640 (шестнадцатиричное);

LL=40;

HH=06;

KK=00–04–42–40–06=79

Вычисления можно выполнить на упомянутом выше "Калькуляторе". Файл дополняем строкой

:044200004000060079

и программируем МК.

Нередко нужные изменения удается внести с помощью программатора, не прибегая к изменению кодового файла. Достаточно вручную занести значения LL и HH соответственно в нулевую и первую ячейки EEPROM. Способ выполнения этой операции зависит от особенностей используемого программатора.

Таблица 2

```
:0200000068286E
:08000800F3000308F4000408F2
:10001000F5008B1C19288B10B303031D1928B40895
:1000200003191428B4031928F6143508B300360848
:10003000B4000B1D39283630860086 1F212837086A
:10004000F6043709861B2528F605F2037208031DFE
:100050002B280330F20072084720B7008500720891
:1000600071078400000803 1D3728371CFF3A4C2015
:100070008600B20B3E287A30B20076157508840 0EF
:1000800074088300F30E730E0B1164000900820 7DD
:1000900000000803401340834 0F3982070034043 4FE
:1000A00010341434203424343034343402340634DC
:1000B0003634363436343634363436340739820 7FB
:1000C00035343634253426342734213422342334 4D
:1000D0000530 9F0083168E150330810083120830 8F
:1000E000B800B80338085E2084003808B2218000C8
:1000F0003808031D71283508B3003608B400A8017C
:100100000830A900AA00AB00831676308500C13004
:1001100086008312 7B30B2000330F2002430F100FD
:10012000F6018316FF30920083127F30AC00AD00E1
:10013000950004309200 0F3097006A218B160B1641
:100140008B17851E0029761DD12876119F1FAA289E
:10015000950AAB2895036A21061FBA28F61FB32813
:10016000A101A201A301203076182E30F619283003
:10017000F100A1282430F100F61FC3282508F73E1E
:10018000031C0A3EA500761CCA282608F73E031C5D
:100190000A3EA600F61DA1282708F73E031C0A3ECA
:1001A000A700F61CA128F6102308F73E0319DA2849
:1001B000A30AE928A3012208F73E0319E128A20AAD
:1001C000E928A2012108F73E0319E828A10AE92835
:1001D000A101A7080319EE28A703FF280930A700EB
:1001E000A6080319F528A603FF280930A600A508CC
:1001F0000319FC28A503FF28A501A601A701A12832
:100200008B1385013630860083160230 9B008312E3
:10021000250883169A001C1555309D00AA309D00B4
:100220009C149C18112983128316033 09B0083129F
:10023000260883169A001C1555309D00AA309D0093
:100240009C149C182129831283160430 9B0083126E
:10025000270883169A001C1555309D00AA309D0072
:100260009C149C183129831283160530 9B0083123D
:10027000210883169A001C1555309D00AA309D0058
:100280009C149C184129831283160630 9B0083120C
:10029000220883169A001C1555309D00AA309D0037
:1002A0009C149C185129831283160730 9B008312DB
:1002B000230883169A001C1555309D00AA309D0016
:1002C0009C149C186129831283161C118312851AB1
:1002D00068286729 2D08AC001508AD00F7002C0828
:1002E000F707F70CF80131308400800184038001A6
:1002F0008403800184038001 1830F7070318F80A8B
:10030000FC30F807800A03187C29E830F707031847
:10031000F80A0330F8078003840A9C30F707 0318B3
:10032000F80AFF30F807800A03188D296430F707B0
:100330000318F80A0030F8078003840AF630F7073C
:100340000318F80AFF30F807800A03189E290A30BC
:10035000F7070318F80A0030F8078003840A7708C3
:1003600080000800831 69B001C141A0883120800E2
:02400E00113F60
:1042000090000100030009000900000000000000008
:00000001FF
```


ЛИТЕРАТУРА

1. **Семенов И.** Электронный расходомер 2000. — Радиолюбитель, 2000, № 7, с. 18—20.
2. **Семенов И. и др**. Электронный расходомер жидкости. — Радио, 1986, №1, с. 15, 16.
3. **Нечаев И., Рудоминский Г.** Маршрутный компьютер МК-21093. — Радио, 1999, № 10, с. 36—39.
4. **Гуменюк В.** Расходомер топлива для автомобиля. — Радио, 1988, № 3, с. 17, 18.
5. **Долгий А.** Разработка и отладка устройств на МК. — Радио, 2001, № 5, с. 17—19; № 6, с. 24—26; № 7, с. 19—21.

***Примечание редакции.** Файл прошивки PIC контроллера и исходный текст программы можно "скачать" с Интернет-сервера журнала по адресу <**ftp://ftp2.paguo.ru/pub/2001/11/rashod**>.*

ПРОСТОЕ ТРИНИСТОРНОЕ ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО

В. ВОЕВОДА, с. Константиновка Амурской обл.

В настоящее время рынок предлагает автомобилисту множество разнообразных зарядных устройств — автоматических и полуавтоматических, в том числе и простых по исполнению, — но стоимость их весьма велика. Однако, если владелец автомобиля знаком с азами электроники, ему вполне можно взяться за самостоятельное изготовление несложного зарядного устройства.

Предлагаю вниманию читателей простое устройство с электронным управлением зарядным током, выполненное на основе тринисторного фазоимпульсного регулятора мощности. Оно позволяет заряжать автомобильные аккумуляторные батареи током от 0 до 10 А, а также может служить регулируемым источником питания для мощного низковольтного паяльника, вулканизатора, переносной лампы.

Устройство работоспособно при температуре окружающей среды от –35 до +35 °С. Оно не содержит дефицитных деталей, при заведомо исправных элементах не требует налаживания. Для него может быть использован готовый сетевой понижающий трансформатор необходимой мощности с напряжением вторичной обмотки от 18 до 22 В. Годится и трансформатор с обмотками без отводов. Зарядный ток по форме близок к импульсному, который, как считают некоторые радиолюбители, способствует продлению срока службы батареи.

Зарядное устройство в дальнейшем можно дополнить различными автоматическими узлами (отключение по окончании зарядки, поддержание нормального напряжения батареи при длительном ее хранении, сигнализации о правильной полярности подключения батареи, защита от замыканий выхода и т. д.).

Недостаток устройства — колебания зарядного тока при нестабильном напряжении электроосветительной сети. Как и все подобные тринисторные фазоимпульсные регуляторы, устройство создает помехи радиоприему. Для борьбы с ними следует предусмотреть сетевой LC-фильтр, аналогичный применяемому в импульсных сетевых блоках питания.

Схема устройства показана на **рис. 1**. Оно представляет собой традиционный тринисторный регулятор мощности с фазоимпульсным управлением, питаемый от обмотки II понижающего трансформатора Т1 через диодный мост VD1—VD4. Узел управления тринистором выполнен на аналоге однопереходного транзистора VT1VT2. Время, в течение которого конденсатор С2 заряжается до переключения однопереходного транзистора, можно регулировать переменным резистором R1. При крайнем правом по схеме положении его движка зарядный ток будет максимальным, и наоборот.

Диод VD5 защищает управляющую цепь тринистора от обратного напряжения, возникающего при включении тринистора VS1.

Все детали устройства, кроме трансформатора Т1, диодов VD1—VD4 выпрямителя, переменного резистора R1, предохранителя FU1 и тринистора VS1, смонтированы на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Чертеж платы представлен на **рис. 2**.

Рис. 1

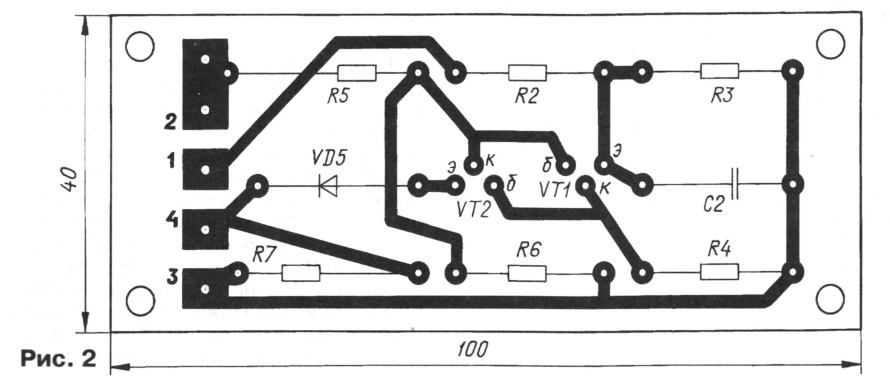


Рис. 2

Конденсатор С2 — К73-11, емкостью от 0,47 до 1 мкФ, или К73-16, К73-17, К42У-2, МБГП. Диоды VD1—VD4 могут быть любыми на прямой ток 10 А и обратное напряжение не менее 50 В (серии Д242, Д243, Д245, КД203, КД210, КД213). Вместо тринистора КУ202В подойдут КУ202Г—КУ202Е; проверено на практике, что устройство нормально работает и с более мощными тринисторами Т-160, Т-250.

Транзистор КТ361А заменим на КТ361Б—КТ361Е, КТ3107А, КТ502В, КТ502Г, КТ501Ж—КТ501К, а КТ315А — на КТ315Б—КТ315Д, КТ312Б, КТ3102А, КТ503В—КТ503Г, П307. Вместо КД105Б подойдут диоды КД105В, КД105Г или Д226 с любым буквенным индексом.

Переменный резистор R1 — СП-1, СПЗ-30а или СПО-1. Амперметр РА1 — любой постоянного тока со шкалой на 10 А. Его можно изготовить самостоятельно из любого миллиамперметра, подобрав шунт по образцовому амперметру.

Предохранитель FU1 — плавкий, но удобно использовать и сетевой автомат на 10 А или автомобильный биметаллический на такой же ток.

Зарядное устройство монтируют в прочном металлическом либо пластмассовом кожухе подходящих размеров. Диоды выпрямителя и тринистор устанавливают на теплоотводы, каждый полезной площадью около 100 $см^2$. Для улучшения теплового контакта приборов с теплоотводами желательно использовать теплопроводные пасты.

Следует заметить, что в качестве теплоотвода тринистора допустимо использовать непосредственно металлическую стенку кожуха. Тогда, правда, на корпусе будет минусовой вывод устройства, что в общем-то нежелательно из-за опасности случайных замыканий выходного плюсового провода на корпус. Если крепить тринистор через слюдяную прокладку, опасности замыкания не будет, но ухудшится отдача тепла от него.

Если у трансформатора напряжение на вторичной обмотке более 18 В, резистор R5 следует заменить другим, большего сопротивления (при 24...26 В до 200 Ом). В случае, когда вторичная обмотка трансформатора имеет отвод от середины, или есть две одинаковые обмотки и напряжение каждой находится в указанных пределах, то выпрямитель лучше выполнить по стандартной двухполупериодной схеме на двух диодах.

При напряжении вторичной обмотки 28...36 В можно вообще отказаться от выпрямителя — его роль будет одновременно играть тринистор VS1 (выпрямление — однополупериодное). Для такого варианта блока питания необходимо между выводом 2 платы и плюсовым проводом включить разделительный диод КД105Б или Д226 с любым буквенным индексом (катодом к плате). К тому же выбор тринистора здесь ограничен — подойдут только те, которые допускают работу под обратным напряжением (например, КУ202Е).

От редакции. *Для описанного устройства подойдет унифицированный трансформатор ТН-61. Три его вторичных обмотки нужно соединить согласно последовательно; они способны отдать ток до 8 А.*

E-mail: car@paguo.ru
тел. 207-88-18

УСТРОЙСТВА УДЕРЖАНИЯ ТЕЛЕФОННОЙ ЛИНИИ

А. ГРИШИН, г. Москва

Современные телефонные аппараты оснащены функцией удержания телефонной линии (HOLD), позволяющей без проблем переходить от одного аппарата к другому. Если такой функции нет, ее можно ввести, используя устройства, описанные в предлагаемой статье.

В настоящее время в эксплуатации находится немало электронных телефонных аппаратов (ТА) первых выпусков и "обычных" электромеханических. Если в квартире несколько таких телефонов, их владельцам часто приходится сталкиваться с неудобствами, связанными с необходимостью перехода от одного аппарата к другому.

Вниманию читателей предлагаются два варианта устройств, которые могут быть установлены в ТА любого типа. Работа с аппаратами, оснащенными такими устройствами, предельно проста: нужно нажать кнопку "HOLD" (удержание линии), положить трубку и отпустить кнопку — при этом загорится светодиод на корпусе устройства, сигнализирующий об удержании линии. После этого можно перейти к другому аппарату и продолжить разговор.

На **рис. 1** показана схема первого варианта устройства. Основой конструкции является статический триггер, собранный на транзисторах VT1 и VT2 разной структуры. Такие триггеры обладают некоторыми преимуществами по сравнению с обычными симметричными триггерами, в частности, имеют большую нагрузочную способность, что и было использовано при разработке устройства.

Рис. 1

В исходном состоянии оба транзистора закрыты и устройство не оказывает какого-либо влияния на телефонную линию. Для перехода из разговорного режима в режим удержания необходимо нажать кнопку SB1, и по цепи VD6, R10, R9 в базу транзистора VT2 потечет ток, который откроет его. При опускании трубки напряжение телефонной линии через контакты рычажного переключателя SA1 поступает на эмиттер транзистора VT1. Благодаря конденсатору C1 ток в базу транзистора VT2 поступает и после переключения SA1.

Через открытый транзистор VT1 к телефонной линии подключается нагрузка, состоящая из резисторов R1—R4 и светодиода HL1. Напряжение удержания (без учета падения напряжения на диодном мосте) составляет около 23 В. Для большинства АТС этого вполне достаточно, чтобы надежно удержать линию.

При поднятии трубки на любом подключенном к данной линии аппарате напряжение на эмиттере транзистора VT1 уменьшится, транзистор VT2 закроется, а следовательно, закроется и VT1.

Второй вариант устройства (**рис. 2**) позволяет не только удерживать линию, но и транслировать в нее музыку для абонента. В этом устройстве изменено место включения основных нагрузочных резисторов (R5, R6) и увеличено до 29 В напряжение удержания линии. Источником музыкальных сигналов является микросхема музыкального синтезатора DD1. С выхода синтезатора (вывод 1) сигнал поступает на согласующий усилитель, выполненный на транзисторе VT1, и через резисторы R4, R1 подается в линию.

Уровень музыкального сигнала в линии можно регулировать подбором резистора R1 — при нулевом сопротивлении (вместо резистора перемычка) уровень максимальный. Прослушать музыкальный сигнал можно с помощью пьезокерамического излучателя BF1, а переменный резистор R15 позволяет регулировать громкость звучания. Эти элементы вспомогательные. Они не влияют на работу устройства, поэтому их установка не обязательна.

В устройстве может быть применена микросхема УМС8 с напряжением питания 1,35...2 В. В этом случае цепь питания микросхемы (выводы 5, 9, 13) следует подключить к нижнему (по схеме) выводу резистора R7, а резистор R2 должен иметь сопротивление 2,2 кОм.

В приведенной схеме включения синтезатора будет непрерывно проигрываться только первая записанная в нем мелодия, и изменить мелодию можно только путем замены микросхемы. Подробные сведения о микросхемах музыкальных синтезаторов и записанных в них мелодиях приведены в статье "Музыкальные синтезаторы серии УМС" ("Радио", 1998, № 10, с. 85, 86). Для применения в описанном устройстве можно рекомендовать микросхемы с индексом 06 — в них записана непрерывная, а потому длин-

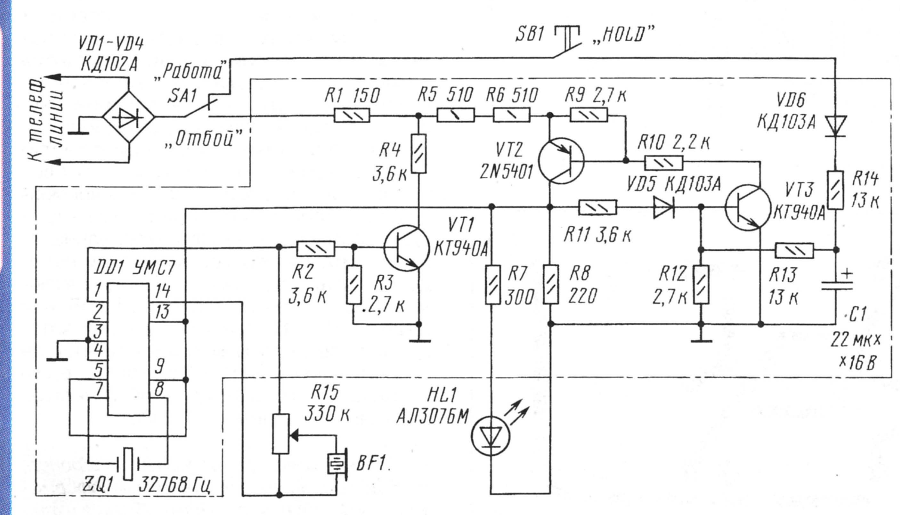


Рис. 2

ная последовательность музыкальных фрагментов.

Рассмотрим подключение устройств к электромеханическому ТА. Выпрямитель VD1—VD4 должен быть

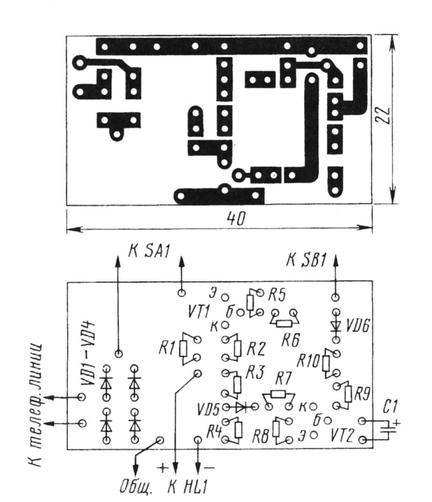


Рис. 3

подключен непосредственно к телефонной линии (вход ТА), а в качестве SA1 используются незадействованные контакты рычажного переключателя ТА. В большинстве электромеханических ТА переключатель режима работы выполнен с "запасом", т. е. имеются контактные группы, которые можно использовать в качестве дополнительного переключателя.

В электронных ТА диодный мост входит в состав аппарата, поэтому устройство подключают непосредственно к имеющемуся рычажному переключателю.

Оба устройства смонтированы на печатных платах из фольгированного стеклотекстолита толщиной 0,75...1,5 мм. Чертежи плат показаны на **рис. 3** и **рис. 4**. Микросхему DD1 целесообразно установить на панельку, что позволит в будущем обновлять "репертуар". Неиспользуемые выводы микросхемы (или панельки) обрезают. Отверстия в плате для них не предусмотрены.

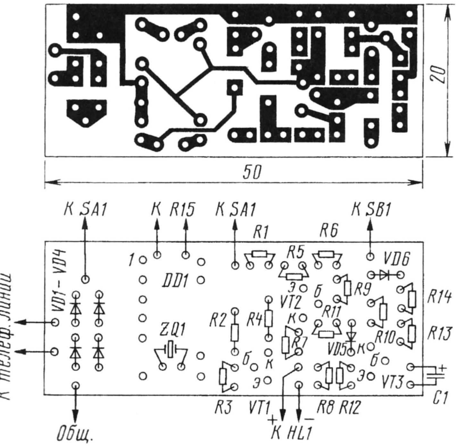


Рис. 4

Диоды выпрямительного моста VD1—VD4 могут быть любыми с обратным напряжением не менее 150 В. Возможно применение диодной сборки КЦ407А или аналогичной по характеристикам импортной. Диоды VD5—VD7 любые кремниевые. Резисторы — МЛТ. Печатные платы обеспечивают возможность установки резисторов для поверхностного монтажа типоразмеров 1206 или 0805 — в этом случае не требуется сверлить отверстия для выводов резисторов.

Основные нагрузочные резисторы (R2, R3 по схеме — на рис. 1 и R5, R6 — на рис. 2) — МЛТ-0,25. Применение двух таких резисторов вместо одного полуваттного обусловлено конструктивными соображениями компоновки печатной платы. Конденсатор C1 — К50-16, К50-35 или аналогичный импортный. Светодиод HL1 может быть любого типа с любым цветом свечения.

Пьезоизлучатель BF1 — любой, например, ЗП-22 или импортный. Переменный резистор R15 — любой малогабаритный, например, СП3-9. Кварцевый резонатор ZQ1 — любой "часовой", но конструктивно удобнее применить миниатюрный цилиндрический. В этом случае его монтируют на печатной плате со стороны проводников под микросхемой (корпус резонатора нужно изолировать). Кнопка SB1, устанавливаемая на передней панели ТА, — любого типа.

Напряжение вызывного сигнала обычных телефонных линий составляет около 120 В, поэтому применяемые транзисторы должны быть с максимальным напряжением коллектор—эмиттер не менее 150 В. Транзистор 2N5401 имеет аналог — КТ6116А, но можно применить и транзисторы серий 2Т505, 2Т509, 2Т842, КТ851, КТ855, 2Т883. Для спаренных телефонных линий напряжение вызывного сигнала не превышает 60 В, и в этом случае возможно применение транзисторов КТ502Е (VT2) и КТ503Е (VT1, VT3).

Собранные из исправных деталей и без ошибок устройства начинают работать сразу. Полезно проверить напряжение коллектор — эмиттер обоих транзисторов (в режиме, когда устройство удерживает линию). Если оно окажется более 0,3 В, надо применить резистор с меньшим сопротивлением в цепи базы этого транзистора (R6, R7 — на рис. 1 и R10, R11 — на рис. 2). Для второго устройства также следует проверить и напряжение питания микросхемы DD1 на коллекторе транзистора VT2 — оно должно быть в пределах 2,8...3,2 В. Если напряжение выходит за указанные пределы, его надо подстроить подбором резистора R8.

Возможно, для некоторых АТС рабочее напряжение устройств окажется слишком большим для надежного удержания линии. Тогда его необходимо уменьшить. С этой целью применяют основные нагрузочные резисторы (R2, R3 — на рис.1 и R5, R6 — на рис. 2) меньшего сопротивления, добиваясь надежного удержания линии. ■

ОБМЕН ОПЫТОМ

АДАПТЕР ДЛЯ ПОДКЛЮЧЕНИЯ МОДЕМА К ТРУБКЕ БЕСШНУРОВОГО ТЕЛЕФОНА

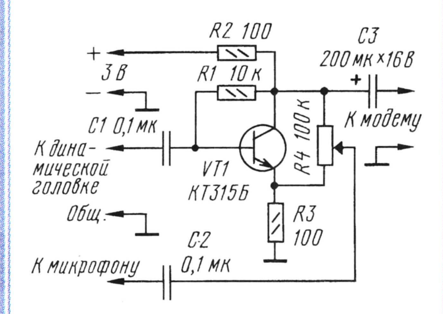
А. АНИКИН, г. Волгоград

Часто бывает необходимо получить доступ в Интернет, принять или отправить факс там, где отсутствует доступ к телефонной связи. Особенно это актуально для пользователей портативных ПК. Использование сотовой связи не решает проблемы в полном объеме. Скорость передачи данных невысока из-за технологических особенностей передачи сигналов, да и оплата такой связи не каждому по карману.

Здесь на помощь может придти бесшнуровой радиоудлинитель (радиотелефон). Даже при повременной оплате телефонного разговора затраты будут намного ниже, а качество связи выше — скорость от 28,8 до 56 кБит/с.

Единственная проблема, которая при этом возникает, — подключение модема к трубке радиотелефона. Фирменные устройства для этих целей довольно дороги (80...200 $) и обычно выполняются изготовителями в виде отдельной трубки, которую можно использовать только для подключения модемов, факсов, но не для разговоров. Между тем решение этой проблемы лежит на поверхности. Необходимо лишь сигнал, поступающий на динамическую головку трубки радиотелефона, передать в модем, а сигнал с модема подать на микрофонный вход трубки.

Схема такого устройства показана на **рисунке**. Оно успешно применялось с внутренним модемом фирмы Acorp 56K и радиотелефоном Panasonic.



Набор номера осуществляют с клавиатуры трубки. Питается устройство от батареи трубки. При нестабильной работе может потребоваться увеличение напряжения питания до 12 В. В этом случае придется использовать отдельный источник.

Налаживание устройства сводится к регулировке резистора R4 таким образом, чтобы амплитуда сигнала на его движке была минимальной в режиме разговора. ■

E-mail: phone@paguo.ru
тел. 208-28-38

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ НА МИКРОСХЕМЕ КР1156ЕУ5

С. БИРЮКОВ, г. Москва

Микросхема КР1156ЕУ5 предназначена для работы в различного рода стабилизированных преобразователях постоянного напряжения в постоянное мощностью в несколько ватт: повышающих, понижающих, инвертирующих. В предлагаемой статье рассказано о типовых схемах таких преобразователей и порядке их расчета.

Схема устройства микросхемы КР1156ЕУ5 показана на **рис. 1**. Запускающие импульсы, вырабатываемые генератором G, поступают на триггер Т, выходной сигнал которого, в свою очередь, управляет силовым ключом на транзисторах VT1 и VT2. Частота повторения импульсов меняется в зависимости от напряжения питания и нагрузки преобразователя, при этом ее максимальное значение определяется емкостью внешнего конденсатора, подключаемого к выводу 3 микросхемы. Вход генератора $I_{РК}$ (вывод 7) позволяет прервать выходной импульс, когда ток через силовой ключ превысит определенный порог.

Рис. 1

Микросхема содержит также термокомпенсированный источник образцового напряжения 1,25 В и компаратор, запрещающий работу триггера и силового ключа при превышении выходным напряжением заданного значения.

На **рис. 2** приведена схема повышающего преобразователя напряжения на микросхеме КР1156ЕУ5. Он содержит входные и выходные фильтрующие конденсаторы С1, С3, С4, накопительный дроссель L1, выпрямительный диод VD1, конденсатор С2, задающий частоту работы преобразователя, дроссель L2 для сглаживания пульсаций выходного напряжения, резисторы R1—R4.

Резистор R1 служит датчиком тока через силовой ключ. Делитель напряжения R2R3 задает выходное напряжение. Он должен быть рассчитан таким образом, чтобы при номинальном выходном напряжении преобразователя на вход компаратора поступало напряжение 1,25 В относительно вывода 4 (Общ.) микросхемы.

Резистор R4 ограничивает коллекторный ток транзистора VT1, от которого зависит степень насыщения силового ключа — транзистора VT2. Глубокое насыщение опасно тем, что во время вызванной им задержки размыкания ключа ток в дросселе, продолжая нарастать, может достигнуть недопустимого для элементов устройства значения. Для того чтобы время выхода транзистора VT2 из насыщения не превысило 2 мкс, ток его базы не должен быть более 1/10 максимального тока силового ключа. При расчете номинала резистора R4 к необходимому значению тока добавляют еще 7 мА, ответвляющихся в резистор r1 микросхемы.

Работает преобразователь достаточно традиционным для подобных устройств образом. В течение некоторого времени транзисторы VT1 и VT2 открыты импульсом генератора G микросхемы и ток через дроссель L1 нарастает по линейному закону. Как только падение напряжения на резисторе R1 достигнет 300±50 мВ, выходной импульс генератора прерывается и переключает триггер Т. В результате транзисторы VT1 и VT2 закрываются. Накопленная в дросселе L1 энергия через диод VD1 передается в нагрузку.

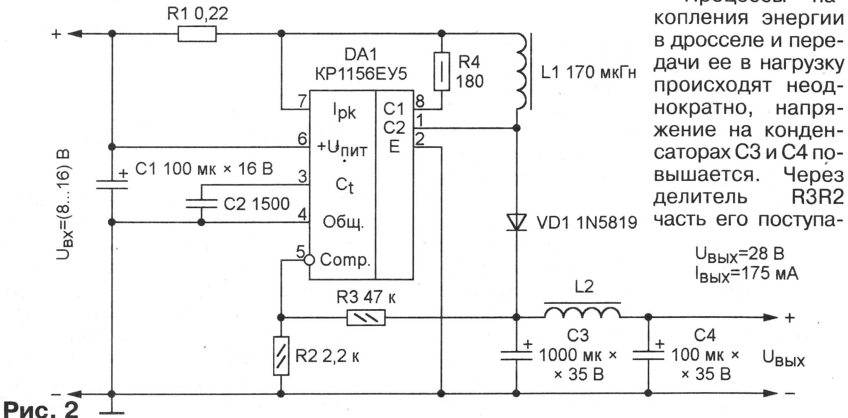


Рис. 2

Процессы накопления энергии в дросселе и передачи ее в нагрузку происходят неоднократно, напряжение на конденсаторах С3 и С4 повышается. Через делитель R3R2 часть его поступает на вход компаратора. Когда напряжение на выходе преобразователя достигнет необходимого значения, выходной сигнал компаратора запретит переключение триггера микросхемы импульсами генератора, а когда оно снизится, вновь разрешит выдать на силовой ключ очередной открывающий импульс. Таким образом, фиксированные порции энергии по мере необходимости передаются из источника питания в нагрузку. Частота передачи этих порций зависит от напряжения на входе преобразователя и тока нагрузки и может меняться в широких пределах — от сотен герц до 100 кГц.

Выходное напряжение преобразователя не должно превышать 40 В, иначе возможен пробой транзисторов VT1 и VT2. Максимальный ток через них не должен быть более 1,5 А. Для "умощнения" микросхему можно дополнить n–p–n или p–n–p транзистором, как показано соответственно на **рис. 3, а** и **3, б**.

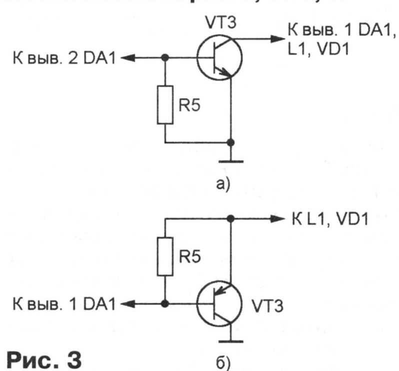


Рис. 3

Схема понижающего преобразователя приведена на **рис. 4**. Он работает аналогично описанному выше, но транзистор VT2 микросхемы, включенный в этом случае по схеме с общим коллектором, никогда в насыщение не входит. Это уменьшает задержку выключения силового ключа, но увеличивает падение напряжения на нем, снижая КПД преобразователя. На вход понижающего преобразователя нельзя подавать напряжение более 40 В. Варианты подключения "умощняющих" транзисторов приведены на **рис. 5**.

На **рис. 6** показана схема инвертирующего преобразователя. Его особенность в том, что микросхема DA1 питается суммой входного и выходного напряжений, которая не должна превышать 40 В. "Умощнение" производят аналогично понижающему преобразователю, однако нижний по схеме вывод резистора R5 в схеме рис. 5,а соединяют не с общим проводом, а с эмиттером транзистора VT3.

Преобразователи напряжения по схемам рис. 2, 4, 6 были собраны на печатных платах размерами 40×40 мм из односторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1 мм. Чертежи печатных плат приведены соответственно на **рис. 7—9**. Необходимым требованием при разработке таких плат являются минимальные емкость и индуктивность проводника, соединяющего вывод 1 или 2 микросхемы DA1 с дросселем L1 и диодом VD1, а также минимальные индуктивность и сопротивление входных и выходных цепей преобразователя и обще-

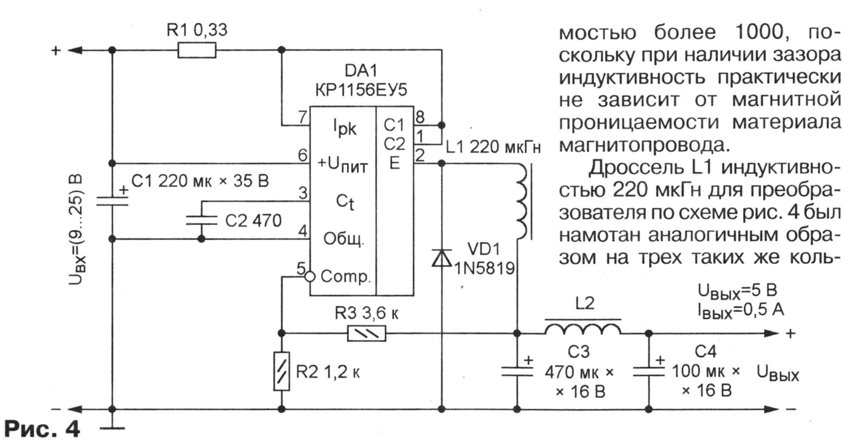


Рис. 4

го провода. Площадь проводников, подходящих ко всем выводам микросхемы, для улучшения отвода тепла от нее необходимо делать максимальной (кроме выводов 1 или 2). По той же причине нежелательно устанавливать микросхему на плату с использованием панели.

К выв. 1, 7, 8 DA1
К выв. 2 DA1
VT3
К L1, VD1
R5
а)
К выв. 7 DA1
R5
VT3
К L1, VD1
R6
К выв. 1, 8 DA1
б)

Рис. 5

Дроссель L1 индуктивностью 170 мкГн для преобразователя по схеме рис. 2 намотан на трех склеенных кольцах К12×8×3 из феррита М4000НМ проводом ПЭШО 0,5, обмотка состоит из 59 витков. Каждое кольцо перед намоткой следует разломить на две части, надпилив надфилем, лучше алмазным. Затем в один из зазоров вводят общую прокладку из текстолита толщиной 0,5 мм и склеивают весь пакет эпоксидным клеем. Для сохранения формы пакет укладывают на обрезок органического стекла, от которого его после затвердевания клея легко отделить. Перед намоткой острые грани колец следует тщательно скруглить. Можно применить такие же кольца из феррита с любой проницаемостью более 1000, поскольку при наличии зазора индуктивность практически не зависит от магнитной проницаемости материала магнитопровода.

Дроссель L1 индуктивностью 220 мкГн для преобразователя по схеме рис. 4 был намотан аналогичным образом на трех таких же кольцах, но зазор при склейке был установлен 0,25 мм, а обмотка содержала 55 витков того же провода.

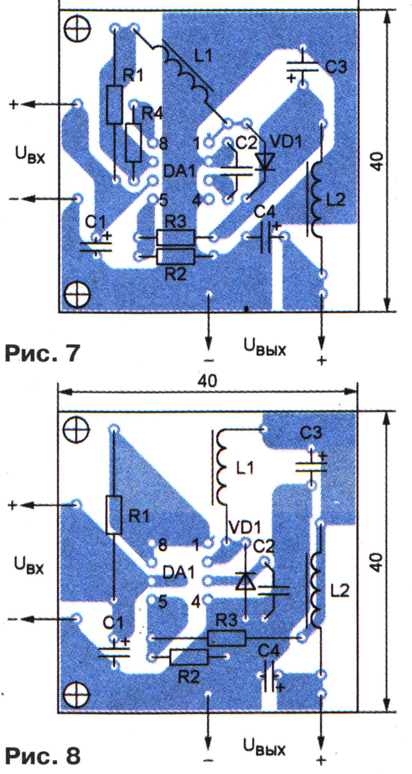


Рис. 7

Рис. 8

Для дросселя L1 инвертирующего преобразователя индуктивностью 88 мкГн были использованы два таких же кольца с зазором 0,25 мм, число витков — 35, провод — ПЭВ-2 0,7.

Дроссель L2 во всех преобразователях стандартный ДМ-2,4 индуктивностью 3 мкГн.

Оксидные конденсаторы преобразователей — К50-35 или их импортные аналоги. Конденсаторы С2 — керамические, например, КМ-5 или КМ-6. Диод VD1 должен быть диодом Шоттки, подойдут 1N5818, SR106, SR160 серий КД268, КД269 [1] и другие на напряжение не менее 30 В. Преобразователь будет работать и с обычными импульсными диодами на ток 1 А, но его КПД уменьшится.

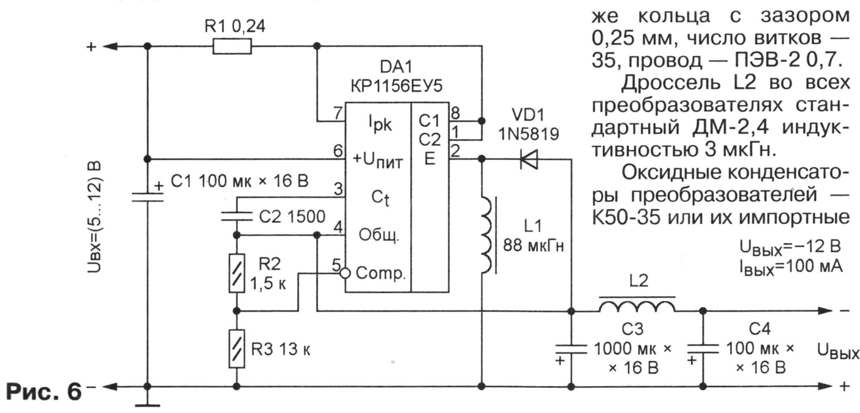


Рис. 6

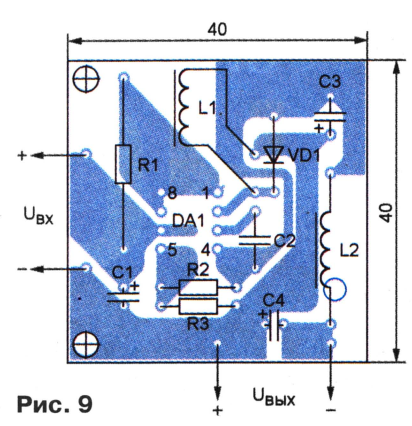


Рис. 9

Резисторы R1 были изготовлены из высокоомного провода диаметром 0,5 мм от проволочного резистора. Отрезок провода необходимой длины был сложен змейкой и впаян в отверстия печатной платы.

На **рис. 10** и **11** приведены зависимости потребляемого тока и выходного

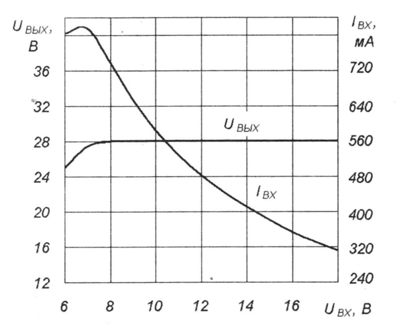


Рис. 10

напряжения от входного напряжения для преобразователей, собранных соответственно по схемам рис. 2 и 4. Коэффициент полезного действия растет с повышением входного напряжения и составляет 84...88 % (у преобразователя по схеме рис. 2, $U_{вх}$=8...18 В), 82...85 % (рис. 4, $U_{вх}$=9...20 В), 60...67 % (рис. 6, $U_{вх}$=6...12 В).

Относительное изменение выходного напряжения описываемых преобразователей при изменении нагрузки не

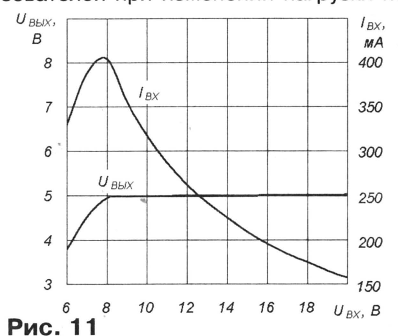


Рис. 11

(Окончание см. на с. 42)

E-mail: power@radio.ru
тел. 207-89-00

превышает 0,1 %. Также мало меняется выходное напряжение при изменении входного, если, конечно, последнее не выходит за допустимые пределы.

Температурная нестабильность выходного напряжения больше — через некоторое время после включения выходное напряжение всех преобразователей в результате прогрева при максимальной нагрузке снижалось примерно на 0,5...0,8 %.

Частота работы преобразователя по схеме, показанной на рис. 2, близка к 15 кГц при входном напряжении 12 В и номинальной нагрузке и 30 кГц для двух других ($U_{ВХ}$=15 В, рис. 4 и $U_{ВХ}$=5 В, рис. 6).

Размах пульсаций напряжения на конденсаторах С3 и С4 преобразователей составлял соответственно 70 и 15 мВ в устройстве по схеме рис. 2, 70 и 50 мВ — рис. 4, 100 и 40 мВ — рис. 6.

Близкие к приведенным выше результаты были получены с преобразователями, в которые в качестве L1 были установлены дроссели серии КИГ промышленного изготовления индуктивностью 200 мкГн на ток 1 А (см. рис. 2 и 4) и 60 мкГн на 1,2 А (см. рис. 6). Поскольку магнитный поток этих дросселей не замкнут, уровень электромагнитных помех, создаваемых преобразователями, значительно возрос.

Были испытаны и преобразователи с дросселями L1 меньшей индуктивности, намотанными на одиночных кольцах К10×6×4,5 с зазором 0,5 мм — 100 мкГн, 58 витков ПЭШО 0,45 для повышающего (см. рис. 2), 130 мкГн, 66 витков ПЭШО 0,38 для понижающего (см. рис. 4) и 54 мкГн, 42 витка ПЭШО 0,5 для инвертирующего (см. рис. 6). Все они оказались вполне работоспособными, КПД и интервал допустимых входных напряжений уменьшились незначительно.

Если во время накопления энергии в дросселе на выводе 2 микросхемы наблюдается высокочастотная генерация, ее устраняют подключением конденсатора между соединенными выводами 1 и 8 микросхемы и общим проводом. Для преобразователя по схеме рис. 4 минимальная необходимая емкость конденсатора составила 820 пФ, для устройства по рис. 6 — 620 пФ. Конденсатор устанавливают на плату со стороны печатных проводников, припаивая к ним его выводы.

Для расчета преобразователей на заданные выходные напряжение $U_{ВЫХ}$ и ток $I_{ВЫХ}$ следует задаться максимальной частотой работы преобразователя F = 30...50 кГц и минимальным входным напряжением $U_{ВХ\,min}$. Необходимо также знать падение напряжения на диоде VD1 $U_Д$ и на силовом ключе $U_{КЛ}$. Последнее можно оценить по графикам, приведенным на **рис. 12**. Прямая 1 соответствует схеме включения, соответствующей показанной на рис. 2 при токе базы транзистора VT2, равном 0,05 от выходного тока ключа, прямая 2 — той же схеме, но без резистора R4 при соединенных вместе выводах 8 и 1. Прямая 3 — для схем, показанных на рис. 4 и 6.

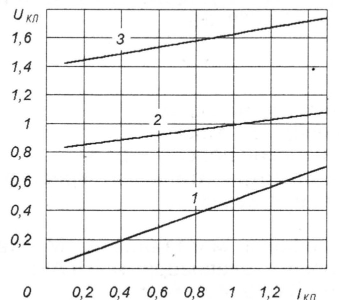


Рис. 12

Затем вычисляют следующие значения (напряжения, В; токи, А; время, мкс; частота, кГц; емкость, нФ; сопротивление, Ом; индуктивность, мкГн).

Продолжительность включенного состояния ключа

$$t_{вкл} = \frac{1000}{F(1+\frac{1}{\alpha})}.$$

Параметр α — отношение продолжительностей включенного и выключенного состояний при минимальном входном напряжении предварительно находят по следующим формулам:

$$\alpha = \frac{U_{ВЫХ} + U_Д - U_{ВХmin}}{U_{ВХ\,min} - U_{КЛ}} \quad \text{для схемы рис. 2;}$$

$$\alpha = \frac{U_{ВЫХ} + U_Д}{U_{ВХ\,min} - U_{КЛ} - U_{ВЫХ}} \quad \text{для схемы рис. 4;}$$

$$\alpha = \frac{|U_{ВЫХ}| + U_Д}{U_{ВХ\,min} - U_{КЛ}} \quad \text{для схемы рис. 6.}$$

Емкость конденсатора

$$C_2 = 0,4\, t_{вкл}.$$

Максимальный ток ключа:

$\mathbf{I}_{КЛ}=2\mathbf{I}_{ВЫХ}(1+\alpha)$ для рис. 2 и 6;

$\mathbf{I}_{КЛ}=2\mathbf{I}_{ВЫХ}$ для рис. 4.

Сопротивление резистора

$R_1=0,3\mathbf{I}_{КЛ}$

Минимальная индуктивность дросселя:

$$L1 = \frac{t_{вкл}}{I_{КЛ}}(U_{ВХmin} - U_{КЛ}) \quad \text{для рис. 2 и 6;}$$

$$L1 = \frac{t_{вкл}}{I_{КЛ}}(U_{ВХmin} - U_{КЛ} - U_{ВЫХ}) \quad \text{для рис. 4.}$$

Дроссель L1 должен выдерживать ток $I_{КЛ}$ без насыщения магнитопровода.

В заключение рассчитывают резисторы R2 и R3 исходя из заданного выходного напряжения $U_{ВЫХ}$:

$$\frac{R3}{R2} = \frac{U_{ВЫХ}}{1,25} - 1.$$

Ток, протекающий через делитель R2R3, выбирают в пределах 0,2...1 мА (входной ток компаратора микросхемы не превышает 0,4 мкА).

Более подробные сведения о микросхеме КР1156ЕУ5 и ее прототипах MC33063A, MC34063A, разработанных фирмой MOTOROLA, можно найти на сайтах изготовителей [2, 3] и в книге [4].

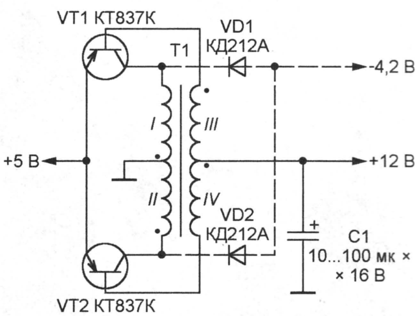
ЛИТЕРАТУРА

1. **Миронов А**. Диоды Шотки. — Радио, 2001, № 4, с. 47, 48.
2. <www.bryansk.ru/sit/>.
3. <www.onsemi.com>.
4. Интегральные микросхемы. Микросхемы для импульсных источников питания. — М.: Додэка, 2000.

ПРОСТОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ

А. ЧАПЛЫГИН, г. Курск

Предлагается повышающий инвертор постоянного напряжения, обладающий неплохими характеристиками, несмотря на то, что в нем использован минимум элементов. Его схема представлена на **рисунке**. На транзисторах VT1 и VT2 собран двухтактный генератор импульсов. Ток положительной обратной связи протекает через обмотки III



и IV трансформатора T1 и нагрузку, подключенную между цепью +12 В и общим проводом. За счет пропорционального токового управления транзисторами существенно уменьшены потери на их переключение и повышен КПД преобразователя. В реальном устройстве он составил 82...85 % при токе нагрузки 1 А.

Роль диодов, выпрямляющих выходное напряжение, выполняют эмиттерные переходы транзисторов. Можно получить и отрицательное напряжение (в рассматриваемом случае –4,2 В), установив дополнительные диоды VD1 и VD2, как показано на рисунке штриховыми линиями. Здесь также потребуется фильтрующий конденсатор, аналогичный C1, но подключенный в противоположной полярности.

Магнитопроводом трансформатора T1 служит кольцо К18×8×5 из феррита 2000НМ1. Обмотки I и II содержат по 6 витков, а III и IV — по 10 витков изолированного провода диаметром 0,5 мм. Каждую пару обмоток наматывают одновременно в два провода.

Инвертор способен работать и при уменьшении входного напряжения до 1 В, что позволяет, например, получить напряжение 9 В от одного гальванического элемента напряжением 1,5 В. При заданных входном $U_{вх}$ и выходном $U_{вых}$ напряжениях и числе витков w1 обмоток I и II необходимое число витков обмоток III и IV (w2) с достаточной точностью рассчитывают по формуле

$$w2=w1(U_{вых}-U_{вх}+0,9)/(U_{вх}-0,5).$$

Транзисторы следует выбирать, ориентируясь на допустимые значения тока базы (он не должен быть меньше тока нагрузки) и обратного напряжения эмиттер—база (оно должно быть больше удвоенной разности входного и выходного напряжений). Для работы в преобразователях небольшой мощности во многих случаях подойдут транзисторы серий КТ208, КТ209, КТ501. При этом трансформатор T1 может быть выполнен на кольцевом магнитопроводе меньшего диаметра. ■

E-mail: power@radio.ru тел. 207-89-00

РАЗРАБОТКА ОДНОТАКТНЫХ ОБРАТНОХОДОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

***Ю. СЕМЕНОВ**, г. Ростов-на-Дону*

Рассмотрим пример расчета блока питания (см. рис. 3) со следующими параметрами: входное переменное напряжение — 174...265 В, выходное постоянное напряжение — 12 В, максимальный ток нагрузки — 3 А.

Методика расчета для случая работы трансформатора в режиме прерывистого потока (см. рис. 2, б), справедливая также и для релейного ООП, приведена ниже.

1. Определяем минимальное и максимальное значения выпрямленного сетевого напряжения $U_{вх}$:

$U_{вх\,max}=\sqrt{2}U_{сети\,max}=\sqrt{2}\cdot 265=375$ В;

$U_{вх\,min}=\sqrt{2}U_{сети\,min}-2U_д-U_{\sim}=\sqrt{2}\cdot 174-2\cdot 1-40=$ $=204$ В,

где $U_д=1$ В — прямое падение напряжения на диоде входного выпрямителя; $U_{\sim}=40$ В — размах пульсаций на конденсаторе C5 (обычно выбирают из интервала 20...50 В).

2. Выбираем выпрямительные диоды (VD1—VD4).

Максимальное обратное напряжение на диодах сетевого выпрямителя равно максимальному выпрямленному напряжению $U_{вх\,max}=375$ В.

Средний ток диода

$I_{д.ср}=U_н\cdot I_н/(2U_{вх\,min}\cdot\eta)=12\cdot 3/(2\cdot 204\cdot 0{,}8)=0{,}11$ А,

где η = 0,8 — КПД преобразователя в целом (для современных преобразователей составляет 0,75...0,9).

Диоды выбирают так, чтобы их максимальные ток и напряжение превышали расчетные в 2...10 раз. В нашем случае подходят диоды КД243Е с максимальным прямым током 1 А и обратным напряжением 800 В.

3. Рассчитываем емкость конденсатора C5 [2]:

$C5\approx 0{,}5U_н\cdot I_н/(\eta\cdot U_{сети\,min}\cdot f_{сети}\cdot m\cdot U_{\sim})=$ $=0{,}5\cdot 12\cdot 3/(0{,}8\cdot 174\cdot 50\cdot 2\cdot 40)=32$ мкФ,

где $f_{сети}$ — частота сетевого напряжения (50 Гц); m — число полупериодов выпрямленного напряжения за период сетевого напряжения (для однофазного мостового выпрямителя m=2).

С учетом разброса емкости в 20 % выбираем конденсатор К50-71 — 47 мкФ на напряжение 450 В.

4. Рассчитываем максимальный коэффициент заполнения (отношение длительности импульса к периоду):

$\gamma_{max}=U_{доп}/(U_{доп}+U_{вх\,min}-U_{си})=$ $=75/(75+204-5)=0{,}27$,

где $U_{доп}=75$ В — значение, на которое увеличивается напряжение на транзисторе в закрытом состоянии относительно напряжения питания при передаче энергии в нагрузку (выбирают в пределах 50...150 В); $U_{си}$ — падение напряжения на транзисторе (для предварительных расчетов принимают равным 5 В).

5. Рассчитываем трансформатор Т1.

5.1. Максимальный ток обмотки 1—2 [2]

$I_{1и}=2{,}1I_н\cdot U_н/(U_{вх\,min}\cdot\gamma_{max}\cdot\eta)=$ $=2{,}1\cdot 3\cdot 12/(204\cdot 0{,}27\cdot 0{,}8)=1{,}69$ А.

5.2. Действующее значение тока первичной обмотки 1—2

$I_1=I_{1и}\sqrt{\gamma_{max}/3}=1{,}69\sqrt{0{,}27/3}=0{,}51$ А.

5.3. Коэффициент трансформации

$n=w_2/w_1=(U_н+U_{VD9})(1-\gamma_{max})/[(U_{вх\,min}-U_{си})\times$ $\times\gamma_{max}]=(12+1)(1-0{,}27)/[(204-5)\cdot 0{,}27]=0{,}17$,

где $U_{VD9}=1$ В — прямое падение напряжения на диоде VD9.

5.4. Действующее значение тока вторичной обмотки 5—6 и диода VD9

$I_2=I_1/n\cdot\sqrt{(1-\gamma_{max})/3}=1{,}69/0{,}17\cdot\sqrt{(1-0{,}27)/3}=$ $=4{,}8$ А.

5.5. Индуктивность первичной обмотки 1—2

$L_1=\gamma_{max}\cdot U_{вх\,min}/(I_{1и}\cdot f_п)=0{,}27\cdot 204/(1{,}69\times$ $\times 20000)=1{,}65$ мГн,

где $f_п=20$ кГц — частота преобразования (для обеспечения удержания выходного напряжения на холостом ходу за счет большой глубины модуляции частота преобразования выбрана сравнительно низкой).

5.6. Число витков первичной обмотки 1—2.

Выбираем (достаточно произвольно) магнитопровод 2×МП140-4 КП24×13×7. Средняя длина магнитной линии $\lambda_s=5{,}48$ см, площадь поперечного сечения $S_c=0{,}684$ см^2, относительная магнитная проницаемость $\mu_r=140$ [3]:

$w_1=10^4\sqrt{L_1\cdot\lambda_s/(1{,}26\cdot\mu_r\cdot S_c)}=10^4\times$ $\times\sqrt{1{,}65\cdot 10^{-3}\cdot 5{,}48/(1{,}26\cdot 140\cdot 0{,}684)}=86{,}67$.

Полученное число необходимо округлить до ближайшего целого и желательно четного числа, поэтому $w_1=88$.

Приращение индукции за время импульса

$\Delta B=10^4\cdot U_{вх\,min}\cdot\gamma_{max}/(w_1\cdot S_c\cdot f_п)=$ $=10^4\cdot 204\cdot 0{,}27/(88\cdot 0{,}684\cdot 20000)=0{,}46$ Тл.

Индукция технического насыщения материала МП140 равна 0,65 Тл. Она больше, чем рассчитанное приращение индукции (0,46 Тл), поэтому можно сделать вывод, что магнитопровод выбран правильно. В противном случае выбираем магнитопровод с меньшей относительной магнитной проницаемостью и пересчитываем число витков. Тем не менее значение индукции весьма велико (> 0,3 Тл), поэтому после сборки макета потребуется экспериментальная проверка теплового режима работы трансформатора из-за увеличенных потерь на гистерезис.

Если же рассчитанное приращение индукции меньше 0,1 Тл, следует выбрать магнитопровод меньшего типоразмера и повторить вычисления.

5.7. Коэффициент трансформации обмотки 3—4 питания узла управления

$n_у=w_у/w_1=(U_у+U_{VD7})(1-\gamma_{max})/[(U_{вх\,min}-U_{си})\times$ $\times\gamma_{max}]=(14+1)(1-0{,}27)/[(204-5)\cdot 0{,}27]=0{,}2$,

где $U_у=14$ В — напряжение питания цепи управления; $U_{VD7}=1$ В — падение напряжения на диоде VD7.

5.8. Число витков остальных обмоток:

$w_2=n\cdot w_1=0{,}17\cdot 88=15{,}22$; выбираем 15 витков.

$w_у=n_у\cdot w_1=0{,}2\cdot 88=17{,}6$; выбираем 18 витков.

5.9. Диаметр проводов обмоток.

Для уменьшения индуктивности рассеяния обмотки равномерно распределяют по магнитопроводу, располагая их друг над другом. В рассматриваемом случае обмотку 1—2 наматывают первой. Диаметр провода с изоляцией определяют исходя из условия расположения первичной обмотки виток к витку по внутренней окружности сердечника в один слой:

$d_{1пр.\,из}=\pi d_{вн.м}/w_1=3{,}14\cdot 13/88=0{,}46$ мм.

Наиболее близким оказался провод ПЭТВ-2 диаметром 0,4 мм (без изоляции). Его погонное сопротивление (сопротивление проводника длиной 1 м) составляет $\rho_{w1}=0{,}142$ Ом/м. Сечение провода

$S_{w1}=\pi\cdot d_{w1}^2/4=3{,}14\cdot 0{,}4^2/4=0{,}127$ мм^2.

Плотность тока

$j=I_1/S_{w1}=0{,}51/0{,}127=4$ А/мм^2.

Длина провода первичной обмотки 1—2

$b_1=[4\cdot 7+(24-13)]\cdot 88=3{,}43$ м.

Потери в проводе первичной обмотки

$P_{w1}=I_1^2\cdot\rho_{w1}\cdot b_1=0{,}51^2\cdot 0{,}142\cdot 3{,}43=0{,}76$ Вт.

При таком диаметре провода и выбранной частоте дополнительными потерями в проводе можно пренебречь.

Диаметр провода вторичной обмотки

$d_2=1{,}13\sqrt{I_2/j}=1{,}13\sqrt{4{,}8/4}=1{,}24$ мм.

Выбираем провод диаметром 1,25 мм, погонное сопротивление которого $\rho_{w2}=0{,}015$ Ом/м. С учетом наличия на магнитопроводе первичной обмотки и изоляции на ней длина провода вторичной обмотки 5—6 составит $b_2=[4\cdot 8+(26-11)]\cdot 15=0{,}7$ м.

Потери в проводе вторичной обмотки

$P_{w2}=I_2^2\cdot\rho_{w2}\cdot b_2=4{,}8^2\cdot 0{,}015\cdot 0{,}7=0{,}24$ Вт.

Чтобы не расширять номенклатуру, диаметр провода обмотки питания узла управления выбираем таким же, как и диаметр первичной обмотки.

Вычисление потерь в магнитопроводе — задача сложная и трудоемкая. На этапе расчетов эти потери считают эквивалентными потерям в проводах обмотки, а окончательную проверку теплового режима трансформатора проводят экспериментально:

$P_{T1}\approx 2(P_{w1}+P_{w2})=2(0{,}76+0{,}24)=2$ Вт.

6. Выбираем транзистор VT1.

Действующее значение тока транзистора VT1 равно току первичной обмотки трансформатора ($I_1=0{,}51$ А). Максимальное напряжение на транзисторе сразу после его закрывания составляет

$U_{си.выкл}=U_{вх\,max}+(U_н+U_{пр})\cdot w_1/w_2+U_{Ls}=$ $=375+(12+1)\cdot 88/15+25=476$ В,

где $U_{Ls}=25$ В — ЭДС самоиндукции индуктивности рассеяния трансформатора.

При выборе транзистора принимают во внимание не только его технические параметры, но и стоимость, доступность, а также наличие аналогов. С учетом всего вышеизложенного выбираем транзистор КП728С1, широко применяемый в телевизионных блоках питания.

Окончание.
Начало см. в "Радио", 2001, № 10

E-mail: power@paguo.ru
тел. 207-89-00

Статические потери в транзисторе составят [4]:

$P_{VT1\text{стат}}=R_{\text{си. отк}}\cdot I_1^2\cdot[1+0,007(T_\text{п}-25)]=$
$=4\cdot0,51^2[1+0,007(120-25)]=1,73$ Вт,

где $R_{\text{си.отк}}=4$ Ом — сопротивление открытого канала при температуре 25 °С; $T_\text{п}=120$ °С — максимальная температура кристалла транзистора; $T_\text{окр}=50$ °С — максимальная температура окружающей среды.

Поскольку выбран режим прерывистого потока трансформатора, то динамическими потерями при включении можно пренебречь.

Потери при выключении зависят от времени спада ($t_\text{сп}$), которое, в свою очередь, зависит от выходного тока ШИМ-контроллера DA1 при переключении. Слишком малое время спада может вызвать резкое увеличение напряжения на стоке транзистора VT1 и сбой цепей управления. Поэтому время спада выбирают в интервале 100...200 нс:

$P_{VT1\text{дин}}=I_{1\text{и}}\cdot U_{\text{си. выкл}}\cdot t_\text{сп}\cdot f_\text{п}/2=1,69\cdot476\cdot10^{-7}\times$
$\times20000/2=0,8$ Вт.

Суммарная выделяемая мощность на транзисторе

$P_{VT1}=P_{VT1\text{стат}}+P_{VT1\text{дин}}=1,73+0,8=2,53$ Вт.

7. Выбираем выпрямительный диод VD9.

Действующее значение тока диода равно току вторичной обмотки ($I_2=4,8$ А). Обратное напряжение на диоде

$U_{VD9}=U_\text{н}+U_{\text{си. выкл}}\cdot w_2/w_1=12+476\cdot15/88=$
$=93,2$ В.

Критерии выбора диода те же, что и для транзистора. Поскольку через диод протекает значительный ток, его следует выбрать с большим запасом, что позволит уменьшить размеры теплоотвода. Руководствуясь этим, выбираем диодную сборку КД636БС с обратным напряжением 120 В, прямым током 12 А на диод и временем обратного восстановления менее 80 нс [5]. Считая, что ток распределится по диодам сборки равномерно, по графику прямой ветви вольт-амперной характеристики определяем падение напряжения на всей сборке (U_{VD9}), которое составит 0,9 В в наихудшем случае. Статические потери на диоде

$P_{VD9\text{ стат}}=U_{VD9}\cdot I_2=0,9\cdot4,8=4,32$ Вт.

Поскольку выбран режим прерывистого потока трансформатора, то динамические потери на диоде будут незначительны и ими можно пренебречь, следовательно, $P_{VD9}=P_{VD9\text{ стат}}=4,32$ Вт.

8. Выбираем элементы узла управления.

8.1. Рассчитываем резистор запуска R7.

Через резистор запуска протекает ток зарядки конденсаторов цепи управления (С9, С10, С12) и ток запуска микросхемы DA1, равный 0,5 мА. Напряжение запуска микросхемы DA1 ($U_\text{зап}$) составляет 16 В. Предположим, что суммарный ток запуска ($I_\text{зап}$) равен удвоенному току запуска микросхемы (1 мА), тогда

$R7=(U_{\text{вх min}}-U_\text{зап})/I_\text{зап}=(204-16)/10^{-3}=$
$=188$ кОм.

Из ряда Е24 выбираем номинал 180 кОм. Мощность, рассеиваемая резистором R7 при максимальном входном напряжении в установившемся режиме, составит

$P_{R7}=(U_{\text{вх max}}-U_\text{у})^2/R7=$
$=(375-14)^2/180000=0,72$ Вт.

8.2. Выбираем элементы цепи обратной связи по току.

Сопротивление открытого канала транзистора КП728С1, использованное для расчета потерь, приведено для наихудшего случая. При выборе компонентов цепи обратной связи по току лучше руководствоваться типовым значением, которое, как правило, равно 0,5...0,8 от максимального. Напряжение на выводе 3 микросхемы DA1 (U_{3DA1}) и, следовательно, на резисторе R11, при котором начинается ограничение длительности импульса, составляет 1 В при максимальном пиковом токе. Исходя из того, что пиковый ток через резистор R11 находится в пределах 0,5...1 мА, его номинал выбираем 1,2 кОм. Считая прямое падение напряжения на диоде VD8 (U_{VD8}) равным 0,6 В, вычислим сопротивление резистора R10:

$R10=(0,75R_\text{си}\cdot I_{1\text{и}}+U_{VD8}-U_{3DA1})\cdot R11/U_{3DA1}=$
$=(0,75\cdot4\cdot1,69+0,6-1)\cdot1200/1=5,6$ кОм.

Нижний предел сопротивления резистора R9 рассчитаем исходя из того, что ток, протекающий через него ($I_{R9\text{ max}}$), не должен превышать 10 мА при номинальном напряжении питания узла управления и минимальном падении напряжения на транзисторе VT1 и диоде VD8. Максимальное сопротивление резистора R9 выбирают так, чтобы при напряжении на выводе 7 микросхемы DA1, близком к напряжению отключения ($U_\text{откл}=10$ В), и максимальном напряжении на открытом транзисторе VT1 диод VD8 был открыт. Таким образом:

$U_\text{у}/I_{R9\text{ max}}\le R9\le[U_\text{откл}\cdot(R10+R11)]/$
$/(0,75R_\text{си}\cdot I_{1\text{и}}+U_{VD8})-(R10+R11)$;

$14/0,01\le R9\le[10(5600+1200)]/(0,75\times$
$\times4\cdot1,69+0,6)-(5600+1200)$ или

1400 Ом$\le$R9$\le$5193 Ом.

Резистор R9 выбираем сопротивлением 2,2 кОм.

8.3. Рассчитываем сопротивление резистора R12 в цепи затвора.

Выходной ток микросхемы DA1, требуемый для переключения транзистора VT1 с учетом того, что время переключения совпадает со временем спада ($t_\text{сп}$) [6]:

$I_\text{з}=Q_\text{з}/t_\text{сп}=60\cdot10^{-9}/100\cdot10^{-9}=0,6$ А,

где $Q_\text{з}=60$ нКл — полный заряд затвора транзистора VT1 (для современных полевых транзисторов приводится в справочниках).

Если этот параметр в справочниках отсутствует, его измеряют по известной методике [7]:

$R12=U_\text{у}/I_\text{з}=14/0,6=23,3$ Ом.

Резистор R12 выбираем сопротивлением 22 Ом.

8.4. Выбираем элементы генератора.

Согласно документации на микросхему КР1033ЕУ15А, если выбрать номинал резистора генератора (R6) равным 20 кОм, емкость конденсатора генератора (С7) вычисляют:

$C7=1,8/(R6\cdot f_\text{п})=1,8/(20000\cdot20000)=$
$=4,5\cdot10^{-9}$ Ф$=4500$ пФ.

Конденсатор С7 выбираем емкостью 4700 пФ.

8.5. Мощность, выделяемая на микросхеме DA1.

Потери на управление коммутирующим транзистором [6]

$P_\text{затв}=Q_\text{з}\cdot U_\text{у}\cdot f_\text{п}=60\cdot10^{-9}\cdot14\cdot20\cdot10^3=0,017$ Вт.

Потери на микросхеме

$P_\text{мс}=U_\text{у}\cdot I_\text{мс}=14\cdot0,02=0,28$ Вт,

где $I_\text{мс}=20$ мА — ток, потребляемый микросхемой во включенном состоянии.

Общие потери на управление, выделяемые на микросхеме DA1,

$P_\text{у}=P_\text{затв}+P_\text{мс}=0,017+0,28=0,3$ Вт,

что меньше, чем максимальная мощность, рассеиваемая микросхемой (1 Вт).

8.6. Выбираем элементы обратной связи по напряжению.

Образцовое напряжение микросхемы DA2 составляет 2,5 В. Выходное напряжение приводят к образцовому с помощью делителя, верхнее плечо которого — резисторы R16, R17, а нижнее — R18. При токе делителя ($I_\text{дел}$) 10 мА сопротивление резистора нижнего плеча делителя

$R18=U_\text{обр}/I_\text{дел}=2,5/0,01=250$ Ом.

Верхнее плечо делителя

$R16+R17=(U_\text{н}-U_\text{обр})/I_\text{дел}=(12-2,5)/0,01=$
$=950$ Ом.

Исходя из полученных результатов выбираем R16=820 Ом, R18=240 Ом. Резистор R17 — подборный. Он служит для точной установки напряжения на нагрузке. Его сопротивление находится в пределах 100...150 Ом.

9. Рассчитываем демпфирующую цепь.

Предполагаем, что индуктивность рассеяния трансформатора (L_s) находится в интервале 0,5...1,5 мкГн. Выбираем максимальное значение.

По закону сохранения энергии $E_{Ls}=E_{C\text{д}}$, где E_{Ls} — энергия, накопленная в индуктивности рассеяния трансформатора к окончанию этапа накопления; $E_{C\text{д}}$ — энергия, которую должен "поглотить" конденсатор демпфирующей цепи $C_\text{д}$ (С13) при заданном приращении напряжения на нем ($\Delta U_{C\text{д}}=U_{Ls}=25$ В). Раскрыв предыдущее соотношение, получим $L_s\cdot I_{1\text{и}}^2=C_\text{д}\cdot\Delta U_{C\text{д}}^2$, откуда

$C_\text{д}=C13=L_s\cdot I_{1\text{и}}^2/\Delta U_{C\text{д}}^2=1,5\cdot10^{-6}\cdot1,69^2/25^2=$
$=6855$ пФ.

Выбираем конденсатор К78-2 емкостью 6800 пФ на номинальное напряжение 1000 В.

Вычислим амплитуду напряжения на демпфирующем конденсаторе:

$U_{C\text{д max}}=(U_\text{н}+U_{VD6})\cdot w_1/w_2+\Delta U_{C\text{д}}=$
$=(12+1)\cdot88/15+25=101$ В.

Сопротивление демпфирующего резистора $R_\text{д}$ (R14) рассчитаем исходя из того, что напряжение на демпфирующем конденсаторе уменьшается на $\Delta U_{C\text{д}}$ за период, чтобы к моменту следующей коммутации конденсатор мог "поглотить" новую порцию энергии:

$U_{C\text{д max}}-\Delta U_{C\text{д}}=U_{C\text{д max}}\cdot e^{-1/(R\text{д}\cdot C\text{д}\cdot f\text{п})}$.

Отсюда $R_\text{д}=R14=-1/\{f_\text{п}\cdot C_\text{д}\cdot\ln[(U_{C\text{д max}}-$
$-\Delta U_{C\text{д}})/U_{C\text{д max}}]\}=-1/\{20\cdot10^3\cdot6,8\cdot10^{-9}\cdot\ln[(101-$
$-25)/101]\}=25,93$ кОм.

Для обеспечения заведомой разрядки демпфирующего конденсатора во всех режимах работы преобразователя резистор R14 выбираем номиналом, вдвое меньшим расчетного, 12 кОм.

Напряжение на резисторе R14 равно:

$U_{R14}=(U_\text{н}+U_{VD6})\cdot w_1/w_2=(12+1)\cdot88/15=76$ В.

Рассчитаем мощность, рассеиваемую резистором:

$P_{R14}=U_{R14}^2/R14=76^2/12000=0,48$ Вт.

Выбираем резистор R14 мощностью 1 Вт.

Диод демпфирующей цепи должен выдерживать импульсный ток $I_{1\text{и}}$, обратное напряжение, равное максимальному напряжению на стоке транзистора VT1, и иметь повышенное быс-

E-mail: power@paguo.ru
тел. 207-89-00

тродействие. Поскольку время включенного состояния диода по отношению к периоду мало, то подойдет любой диод с допустимым прямым током до 1А и обратным напряжением 800 В, например, КД247Д.

10. Вычисляем КПД:

$$\eta=U_н \cdot I_н/(U_н \cdot I_н+P_{T1}+P_{VT1}+P_{VD9}+P_{R7}+P_у)=$$
$$=12 \cdot 3/(12 \cdot 3+2+2{,}53+4{,}32+0{,}72+0{,}3)=0{,}78.$$

Рассчитанное значение КПД примерно равно принятому в начале расчетов. Если расхождение составляет более 20 %, вычисления придется повторить, скорректировав КПД в п. 2.

Рассмотренная методика годится для любых ООП, в том числе и повышающих. Однако существенным ограничением является получение коэффициента трансформации более 10 с приемлемой индуктивностью рассеяния.

Чертеж печатной платы, выполненной из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5...2 мм, показан на **рис. 6**.

Плата рассчитана на установку резисторов С2-23 соответствующей мощности. Терморезистор R1 — СТ4-15а. Конденсаторы С1, С2, С4 — керамические высоковольтные К15-5; С6, С7 — любые пленочные подходящего размера (К73-9, К73-17, К73-24, К73-44 и т. д.); С3 — К73-17 на номинальное напряжение 630 В. Конденсатор С5 — К50-71; С10, С12, С14, С15 — К50-35. Конденсатор С13 — К78-2 на номинальное напряжение 1000 В. Остальные — керамические К10-17б с любым ТКЕ.

Дроссель L1 подойдет от входного фильтра любого блока питания телевизора третьего—пятого поколений. Дроссель L2 содержит 20 витков провода ПЭТВ-2 1,25, намотанных на магнитопровод из двух колец К19×11×6,7 из материала с относительной магнитной проницаемостью около 60, например, альсифера ТЧК55, ТЧ60. Если уровень пульсаций не имеет существенного значения, дроссель L2 допустимо заменить перемычкой.

Транзистор VT1 и диод VD9 устанавливают на общий теплоотвод через прокладки из теплопроводящего изоляционного материала с помощью пластиковых втулок. Можно применить и слюдяные прокладки, смазанные теплопроводящей пастой КПТ-8. Внешний вид собранного устройства показан на первой странице обложки.

Блок питания, собранный из исправных компонентов, в налаживании не нуждается, однако первое включение лучше провести в следующей последовательности:

— подайте питание на вывод 7 микросхемы DA1 от источника постоянного напряжения 16...17 В через любой диод (анодом к плюсовому выводу источника);

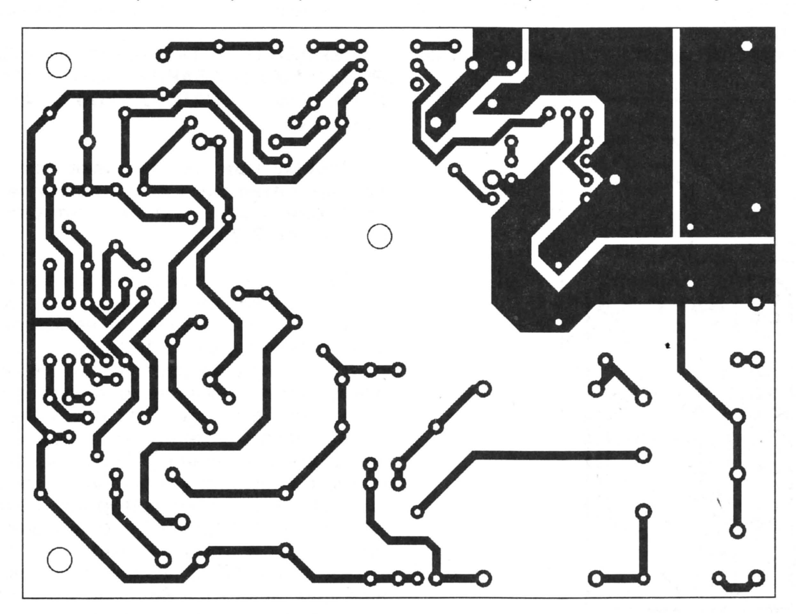
— с помощью осциллографа, подключенного к выводам 6 и 5 микросхемы DA1, убедитесь в наличии импульсов на выходе ШИМ-контроллера;

— не отсоединяя источник постоянного напряжения, подключите блок питания к сети через ЛАТР и, постепенно увеличивая входное напряжение, проконтролируйте с помощью осциллографа наличие и форму импульсов на стоке транзистора VT1, которая должна соответствовать рис. 2,б, и напряжение 12 В на выходе;

— окончательную проверку формы и значений напряжения проведите, подключив блок питания непосредственно к сети, предварительно отсоединив источник постоянного напряжения.

После этого преобразователь считают исправным. Затем можно проверить режим замыкания на выходе.

В ходе испытаний, проведенных после сборки преобразователя, чрезмерного перегрева трансформатора T1, транзистора VT1 и диода VD9 обнаружено не было.



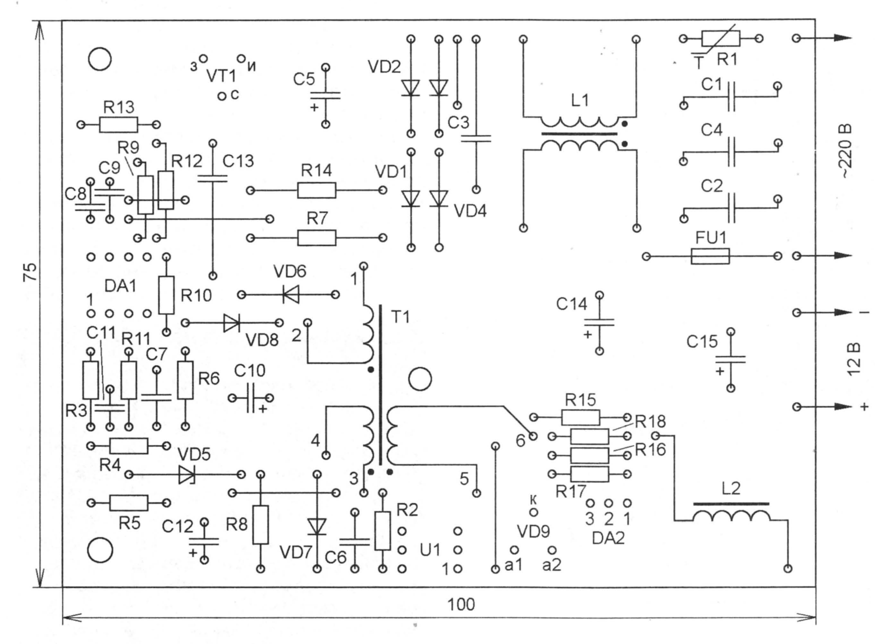


Рис. 6

ЛИТЕРАТУРА

1. ЗАО НТЦ СИТ. Микросхемы интегральные типа КР1033ЕУ15, КР1033ЕУ16. ШИМ контроллер с регулированием по току. Технические условия главного конструктора ЮФ.3.438.027-01, 2000.

2. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/ Г. С. Найвельт, К. Б. Мазель, Ч. И. Хусаинов и др. Под ред. Г. С. Найвельта. — М.: Радио и связь, 1986.

3. **Сидоров Н. Н.** и др. Малогабаритные магнитопроводы и сердечники: Справочник/ И. Н. Сидоров, А. А. Христинин, С. В. Скорняков. — М.: Радио и связь, 1989.

4. IR AN936A The Do's and Don'ts of Using Power MOSFETs.

5. <http://www.bryansk.ru/sit/price.htm/ D636.zip>

6. IR AN944 Use Gate Charge to Design the Gate Drive Circuit for Power MOSFETs and IGBTs.

7. IR AN957 Measuring HEXFET Characteristics.

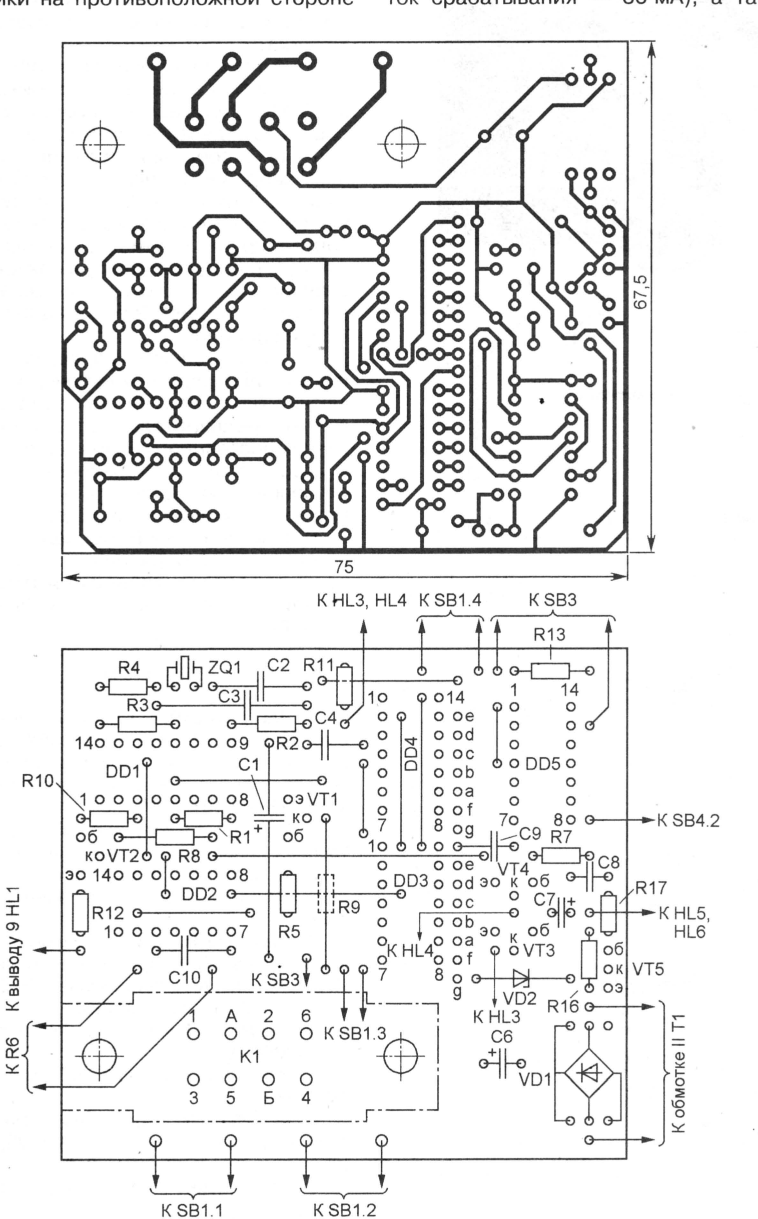
E-mail: power@paguo.ru
тел. 207-89-00

НАША КОНСУЛЬТАЦИЯ

ПОТАЧИН И. ТАЙМЕР-АВТОМАТ. — РАДИО, 2001, № 1, с. 29, 30.

Печатная плата.

Чертеж возможного варианта печатной платы таймера показан на **рисунке**. На ней размещены все детали, кроме кнопочных переключателей SB1—SB4, цифровых индикаторов HL1, HL2, светодиодов HL3—HL6, переменного резистора R6, пьезоизлучателя BQ1 и трансформатора питания Т1. Плата рассчитана на установку резисторов МЛТ, конденсаторов К50-31А (С1), КД-1 (С2, С3), КМ (С4, С8), К50-35 (С6, С7), выпрямительного моста КЦ407А, реле РЭН34 исполнения ХП4.500.000-01 (сопротивление обмотки — 288...352 Ом, ток срабатывания — 40 мА). Проволочные перемычки, соединяющие печатные проводники на противоположной стороне платы, рекомендуется впаять до установки деталей на место. При использовании реле с меньшим (чем у РЭН34) напряжением срабатывания вместо соответствующей перемычки устанавливают резистор R9 (изображен штриховой линией). Стабилитрон VD2 и все резисторы, кроме R2, R3, R8, R13, устанавливают перпендикулярно плате.



ФЕДОРОВ О. ДВА КОМПЬЮТЕРА — ОДИН МОНИТОР. — РАДИО, 2001, № 1, с. 18—20.

Замена реле.

Кроме указанных в статье, в коммутаторе можно использовать реле с четырьмя переключающими контактами РЭС32 исполнения РФ4.500.335-01 (сопротивление обмотки — 210...158 Ом, ток срабатывания — 36 мА), а также с двумя переключающими контактами (вместо каждого из К1, К2 придется включить по два таких реле): РЭС47 исполнения РФ4.500.407-03 (соответственно 157...181 Ом и 42 мА), РЭС48 — РС4.590.204-01 (298...367 Ом и 30 мА), РЭС60 — РС4.569.435-01 (680...920 Ом и 12,4 мА).

БРЫЛОВ В. ЭКВАЛАЙЗЕРЫ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ. — РАДИО, 2000, № 8, с. 15, 16; № 9, с. 13, 14.

О нумерации выводов микросхем.

На принципиальной схеме эквалайзера, выполненного на микросхеме LS2009 (рис. 3 в статье), с конденсатором С9 соединен ее вывод 24, а в устройстве с использованием BA3842FSMD (рис. 4) конденсатор С19 подключен к выводам 10 и 11 (а не 6 и 11, как показано на схеме).

ГЕРЦЕН Н. УСТРОЙСТВО ДЛЯ ЗАРЯДКИ МАЛОГАБАРИТНЫХ АККУМУЛЯТОРОВ. — РАДИО, 2000, № 7, с. 44—46.

Почему при регулировке пределов срабатывания АПЗ невозможно установить минимальное напряжение менее 2,2 В?

При исправных деталях причин может быть две: самовозбуждение устройства и использование неподходящего экземпляра ОУ К140УД6.

Для начала следует убедиться, что в устройстве применен конденсатор С2 указанного в статье типа и номинала, и попробовать заменить его другим (того же типа и номинала). При отсутствии нужного результата попробуйте исключить из схемы стабилизатор тока на полевом транзисторе VT2, т. е. соединить проволочной перемычкой эмиттер транзистора VT3 с нижним (по схеме) выводом резистора R6. Если устройство заработает в заданном режиме, замените транзистор VT2. С этой же целью можно попробовать заменить VT3 и VT4 транзисторами с меньшим значением статического коэффициента передачи тока базы $h_{21э}$.

Если все эти меры не помогут, придется заменить ОУ К140УД6. Как показала практика, некоторые микросхемы этого типа хорошо работают в качестве компаратора, только начиная с напряжения на входах около 2 В, поэтому необходимо подобрать экземпляр, надежно срабатывающий при напряжении примерно 1,4 В.

ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ

*Редакция консультирует исключительно по статьям, опубликованным в журнале "Радио", и только по техническим вопросам, рассмотренным в них. Консультации даются бесплатно. Вопросы просим писать разборчиво, по каждой статье на отдельном листе. Обязательно укажите название статьи, ее автора, год, номер и страницу в журнале, где она опубликована. В письмо вложите маркированный конверт с надписанным вашим адресом. Вопросы можно прислать и по электронной почте. Наш адрес: <**consult@paguo.ru**>.*

ФЕРРИТЫ ФИРМЫ EPCOS И ИЗДЕЛИЯ ИЗ НИХ



Выпускают четыре типоразмера (все — из феррита N27) — EC35, EC41, EC52 и EC70, число указывает на округленную ширину *a* в миллиметрах каждой половины магнитопровода (рис. 4). В каждом типоразмере пять разновидностей; четыре имеют зазор в центральном стержне от 0,1 до 1,5 мм и один — без зазора. Кроме этого, предусмотрены три типоразмера конструктивного варианта магнитопровода — ER42, ER49 и ER54 из феррита N27 и N67.

Рис. 5

Для импульсных источников питания предназначены магнитопроводы **ETD** (**рис. 5**), обладающие исключительным соотношением объем/высота/мощность. Для их изготовления используют феррит трех марок — N27, N67 и N87. Выпускаемые типоразмеры — ETD29, ETD34, ETD39, ETD44, ETD49, ETD54 и ETD59 (число означает округленную ширину *a* каждой половины магнитопровода).

Каждый типоразмер магнитопровода, изготовленного из феррита N27 и N67, представлен пятью разновидностями изделий — три без зазора и два с зазором в центральном стержне (ширина зазора — от 0,1 до 1,5 мм).

Самую многочисленную группу видов изделий — около шести десятков — представляет тип **E** (**рис. 6**). Их изготовляют из феррита марок N27, N30, N67, T38. Эти магнитопроводы используют для самых различных слаботочных узлов.

Самый малый магнитопровод — E6,3, а самый большой — E80/38/20 (первое число — ширина *a*, второе — высота *b*, третье — толщина *c*; все три размера — в миллиметрах и округлены). Все магнитопроводы, кроме ED29, имеют центральный стержень прямоугольного (или квадратного) сечения; края центрального стержня ED29 скруглены. Примерно у половины видов магнитопроводов предусмотрен зазор в центральном стержне (от 0,1 до 1,5 мм).

Магнитопроводы **EFD** (**рис. 7**) предназначены для выполнения трансформаторов упрощенной формы. Для этого центральный стержень смещен к краю магнитопровода и имеет отношение ширины к высоте, большее двух (от 2,19 до 3,14).

В ассортименте — пять типов: EFD10, EFD15, EFD20, EFD25, EFD30; числа указывают на ширину магнитопровода в миллиметрах. Материал — феррит N49, N67, N87. Подавляющая часть изделий рассчитана на сборку магнитопроводов с зазором от 0,08 до 0,7 мм в центральном стержне.

Для изготовления мощных импульсных и высоковольтных трансформаторов широко применяют магнитопроводы **U** и **UR** (**рис. 8**). Как правило, магнитопровод изделия собирают из двух одинаковых подковообразных частей, составляющих замкнутую магнитную цепь. Для трех крупных разновидностей магнитопровода U (U93/76/16, U93/76/20, U93/76/30) выпускают также плоские прямые замыкающие ферритовые пластины, получившие наименование I (I93/28/16, I93/28/20, I93/28/30).

В трансформаторах на магнитопроводах U обмотки можно располагать как на каком-либо одном, так и на обоих стержнях (их сечение близко по форме к квадратному). У магнитопроводов UR для размещения катушки предназначен только один стержень, который для удобства ее изготовления и размещения выполнен цилиндрическим.

В ассортименте магнитопроводов U — 8 типоразмеров, от U11/9/6 до U30/26/26, и указанные выше три крупных, а UR — 7 типоразмеров, причем они имеют незначительные конструктивные различия, от UR29/18/16 до UR46/37/15. Числа здесь означают округленные ширину *a* /высоту *b*/толщину *c* в миллиметрах.

Магнитопроводы U и I изготовлены из феррита N27 (все типоразмеры) и N62 (U21/17/12), а UR — из феррита N27 (UR29/18/16), N62 (все типоразмеры, кроме UR29/18/16), N67 (кроме UR39/32/22) и N53.

Если в магнитопроводе необходим немагнитный зазор, между двумя подковообразными частями при сборке устанавливают необходимой толщины прокладку из прессшпана.

Кольцевые магнитопроводы **R** (**рис. 9**) применяют для широкого круга импульсных мощных и малосигнальных, а также широкополосных трансформаторов и дросселей. Ассортимент этих изделий — один из самых широких — 19 типоразмеров, от R2,5 до R200, где число обозначает наружный диаметр кольца в миллиме-

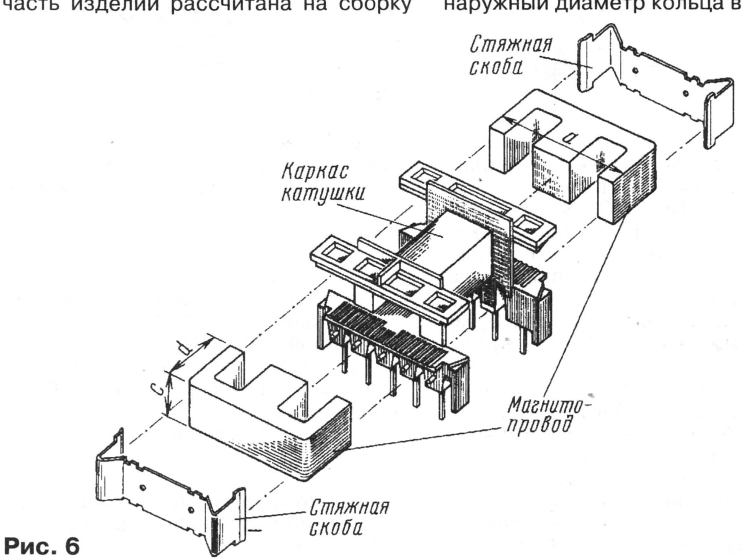


Рис. 6

Окончание. Начало см. в "Радио", 2001, № 10

E-mail: inform@radio.ru
тел. 207-88-18

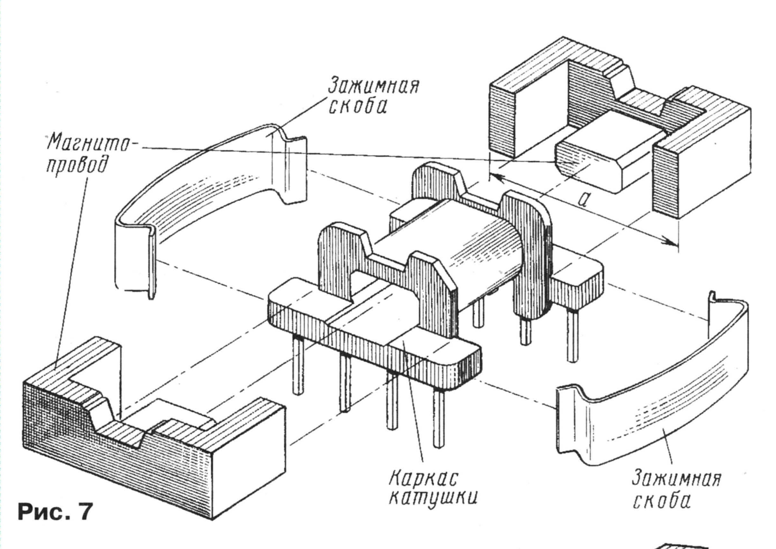


Рис. 7

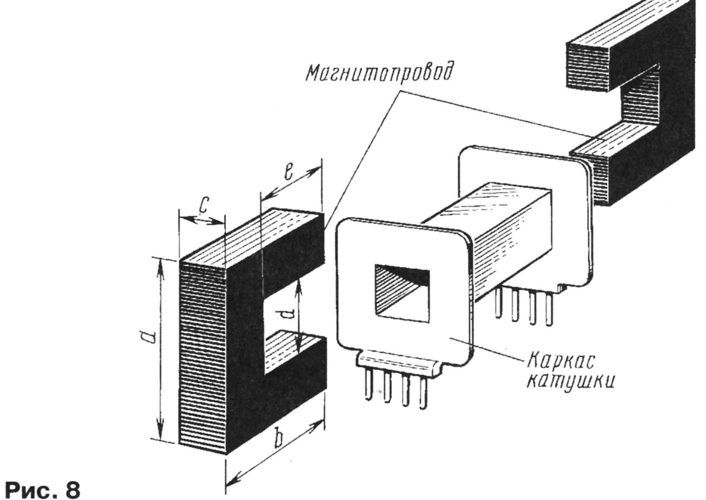


Рис. 8

Рис. 9

Рис. 10

трах. Для изготовления кольцевых магнитопроводов используют феррит марок N30 (все типоразмеры), T36, T38, N49, N27, N67, M33, K1.

Кроме этого, выпускают также кольцевые магнитопроводы (подавляющее число указанных типоразмеров) с нанесенным изоляционным покрытием. Толщина изоляции — от 0,25 мм у малоразмерных до 1,4 мм у крупных колец.

И, наконец, следует упомянуть о магнитопроводах с двумя отверстиями (**рис. 10**; собственного наименования они не получили), применяемых для согласующих трансформаторов, смесителей в антенных фидерах, во входных узлах аппаратуры УКВ и телевидения. Рабочая частота — до 500 МГц.

Выпускается всего четыре типоразмера с высотой *h* 14,5, 8,3, 6,2 и 2,5 мм. Все магнитопроводы имеют тонкое (10...15 мкм) изоляционное покрытие. Феррит — U17, K1, N30.

Материал подготовлен при содействии фирмы "Платан"
г. Москва

В НИИ электронной техники (г. Воронеж) на базе собственного производства мощных СВЧ транзисторов [1, 2] создана и представлена на рынок электронных компонентов новая серия модулей СВЧ усилителей мощности для применения в средствах связи и других радиосистемах. В отличие от первых сообщений [3] о результатах исследований в области разработок отечественных модулей СВЧ для современных портативных радиостанций, в этой статье указаны электрические, конструктивные и эксплуатационные параметры разработанных изделий. Эксплуатационные характеристики представляемых ниже приборов соответствуют нормативной документации на аппаратуру рассматриваемого класса.

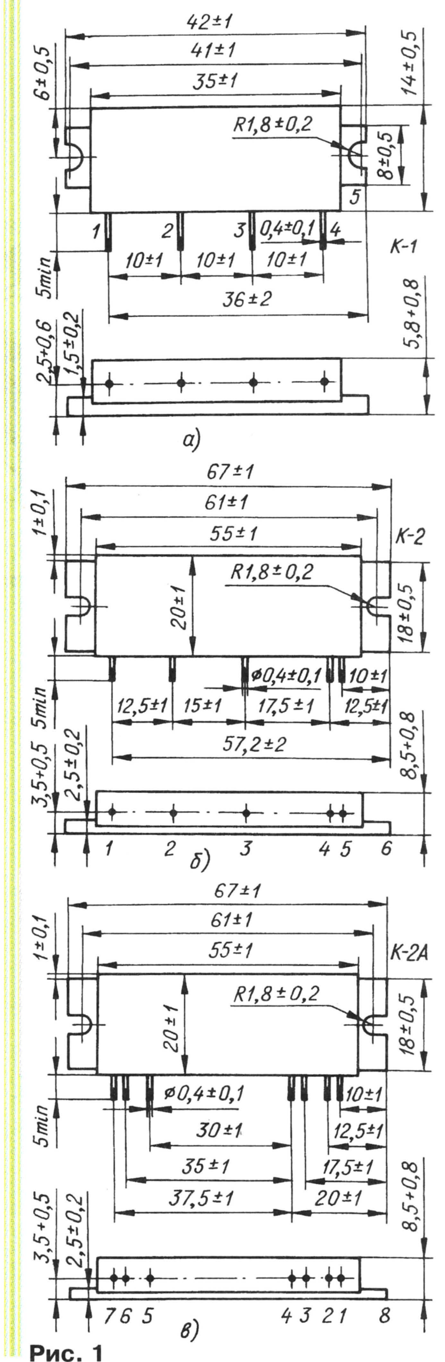


Рис. 1

МОДУЛЬНЫЕ СВЧ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Основные электрические характеристики модулей СВЧ, как выпускаемых, так и еще находящихся в разработке, сведены в **таблицу**. Представленный ряд изделий объединен общим конструктивно-технологическим базисом, который построен на единых требованиях станций [4], но с некоторым запасом для каждого конкретного случая, необходимым прежде всего для компенсации потерь в фильтрах антенно-фидерного тракта.

В связи с особенностями условий эксплуатации носимых и возимых ра-

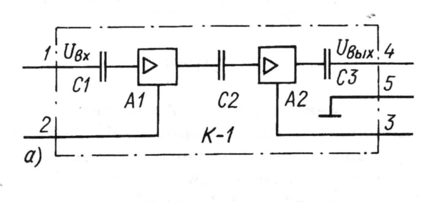
Модуль	Выходная мощность*, Вт	Рабочая частотная полоса, МГц	Коэфф. усиления мощности, дБ	Входная мощность, мВт	КПД, %	Номин. напряжение питания, В	Напряжение управления, В	Макс. допустимое напряж. питания, В	Наибольшая входная мощность, мВт	Наибольшая выходная мощность, Вт
М52101-1	2,5	44...46,5	27	5	40	9,6	7,5...11,5	11,5	6	3
М52102-2	2	146...162	22	10	40	7,5	6...9,6	11	15	3
М52102-2А	2	158...174	22	10	40	7,5	6...9,6	11	15	3
М52103-2	4	146...162	26	10	40	12,5	9...12,5	15,6	15	6
М52103-2А	4	158...174	26	10	40	12,5	9...12,5	15,6	15	6
М52104-2	16	146...162	22	100	40	12,5	6...12,5	15,6	150	20
М52104-2А	16	158...174	22	100	40	12,5	6...12,5	15,6	150	20
М52107-2	1,5	165...195	20	5	35	18	6...12,5	20	6	2
М52108-2	10	146...174	23	50	40	9,6	6...9,6	15,6	75	13
М52105-3**	16	300...308	22	100	40	12,5	6...12,5	15,6	150	20
М52105-3А**	16	335...345	22	100	40	12,5	6...12,5	15,6	150	20
М52106-4**	16	400...420	20	150	40	12,5	6...12,5	15,6	200	20
М52106-4А**	16	420...440	20	150	40	12,5	6...12,5	15,6	200	20

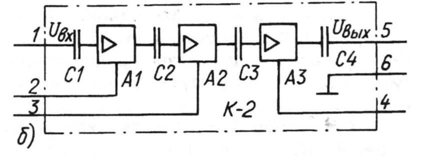
* Температура корпуса при измерении энергетических параметров $T_{корп} \leq 40$ °С.

** Разработка не завершена.

к обеспечению работоспособности модулей СВЧ в носимых и возимых радиостанциях с автономным питанием.

Значения выходной мощности модулей образуют в таблице определенные ряды. Такое упорядочение связано с тем, что приборы ориентированы главным образом на использование в оконечных ступенях усилителей мощности передатчиков связной аппаратуры. Другими словами, мощностные ряды модулей согласованы с мощностными рядами носимых и возимых радиостанций, в оконечных ступенях усилителя мощности которых может возникать режим аварийного рассогласования с нагрузкой, к модулям СВЧ предъявляют повышенные требования по надежности. Испытания в работе при максимально допустимой выходной мощности связной аппаратуры в течение одной минуты в режиме замыкания выхода при всех фазовых углах от 0 до 360° подтверждают эксплуатационную устойчивость модулей в реальных условиях.





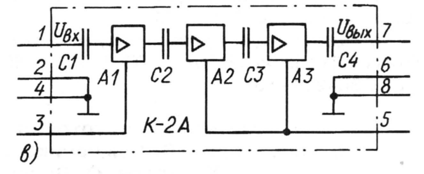


Рис. 2

Модуль состоит из печатной платы с активными и пассивными элементами, опрессованной в металлопластмассовый корпус со штампованными жесткими лужеными штыревыми выводами. Конструкция корпусов разработанных модулей максимально приближена к международному стандарту ЕЕС. Корпус модулей серий М52101—М52103 аналогичен корпусу 301К2 (Motorola, США), М52104—М52106 — SOT-132 (Philips, Нидерланды).

Чертежи корпусов модулей, расположение и нумерация выводов представлены на **рис. 1, а—в**. Металлический фланец с двумя крепежными ушками служит одновременно механическим основанием прибора, его теплопроводящим элементом и общим проводом модуля. Фланец крепят к теплоотводу винтами М3.

Следует обратить внимание на то, что у модулей в корпусе К-2А порядковая нумерация выводов обратна по отношению к общепринятому.

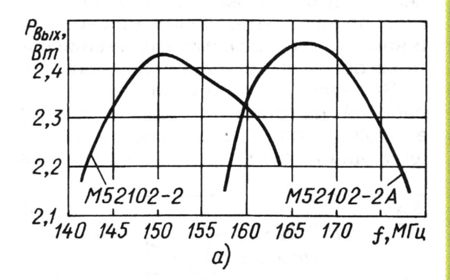
Цоколевка модулей М52101-1, М52102-2, М52102-2А, М52103-2, М52103-2А и М52107-2 (корпус К-1): выв. 1 — вход; выв. 2 — вход напряжения управления; выв. 3 — плюсовой вывод питания; выв. 4 — выход; фланец — общий провод, минусовой вывод питания.

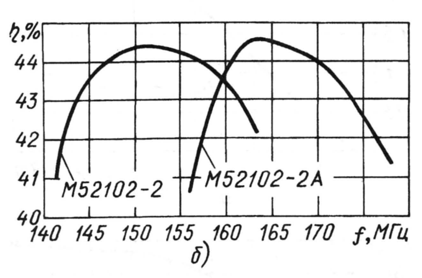
Цоколевка модулей М52104-2, М52104-2А и М52108-2 (К-2): выв. 1 — вход; выв. 2 — вход напряжения управления; выв. 3 и 4 — плюсовые выводы питания узлов модуля; выв. 5 — выход; фланец — общий провод, минусовой вывод питания.

Цоколевка модулей М52105-3, М52105-3А, М52106-4 и М52106-4А (К-2А): выв. 1 — вход; выв. 2, 4 и 6 — общий провод; выв. 3 — вход напряжения управления; выв. 5 — плюсовой вывод питания; выв. 7 — выход; фланец — общий провод, минусовой вывод питания.

Схемотехнически модули СВЧ в зависимости от выходной мощности содержат две или три ступени усиления. Функциональные схемы приборов изображены на **рис. 2, а—в**. На вход модулей СВЧ подают сигналы либо от частотного синтезатора с выходной мощностью 1...10 мВт, либо от предусилителя с выходной мощностью 10...300 мВт. Модули включают в тракты с волновым сопротивлением 50 Ом.

Для обеспечения постоянного уровня выходного сигнала при изменяющемся напряжении источника автономного питания у каждого модуля предусмотрен вход, на который подают напряжение управления мощностью. Пределы напряжения управления указаны в таблице. С использованием входа управления могут быть также организованы энергосберегающие режимы работы радиостанции, а также обеспечены кратковременные пиковые уровни выходного сигнала для расширения ее зоны обслуживания.





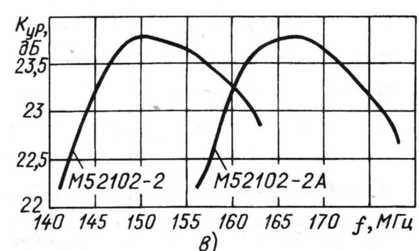
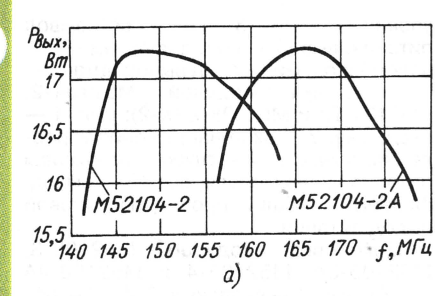
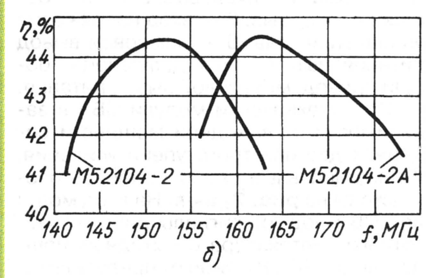


Рис. 3

E-mail: inform@paguo.ru тел. 207-88-18





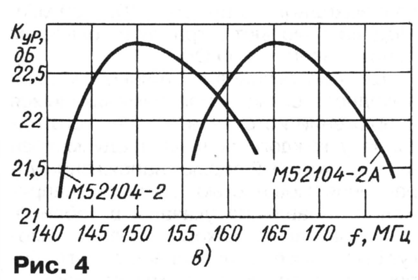
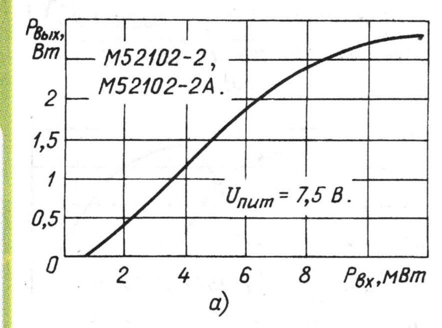


Рис. 4

Регулирование выходной мощности есть результат соответствующего изменения напряжения питания первой ступени модуля. В этом, по сути, и заключается принцип управления мощностью. В номинальном режиме напряжения питания остальных ступеней фиксировано.

Значения верхней и нижней границ рабочей частотной полосы, указанные в таблице, определены соответствующим диапазоном, разрешенным для



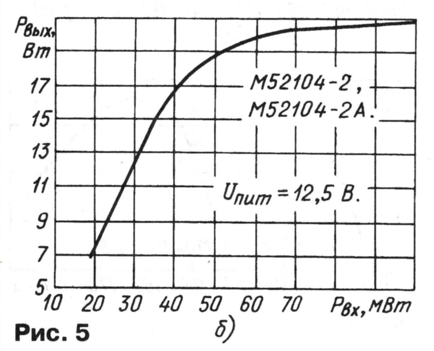
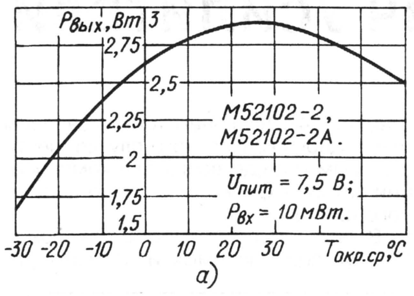


Рис. 5



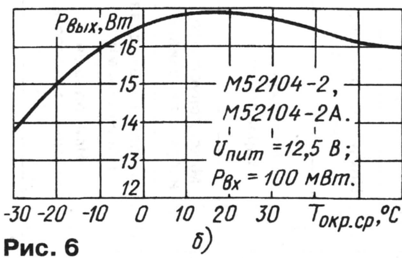
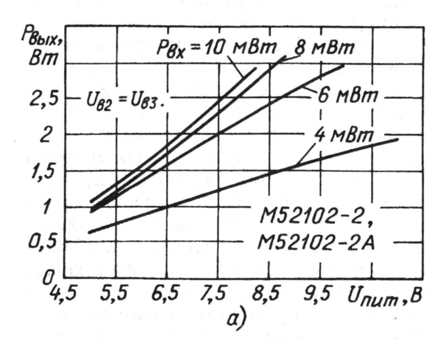


Рис. 6

радиосвязи. Однако по требованию заказчика для решения других конкретных задач частотная полоса может быть изменена. При этом уровень неравномерности коэффициента усиления мощности в рабочей полосе не превышает 0,8...1 дБ. Благодаря технологическому контролю передаточной характеристики модуля в процессе его настройки обеспечена линейность выходного полезного сигнала с подавлением побочных излучений на частотных точках $2f_0$ и $3f_0$ не менее чем на 30 дБ.

Кроме своего основного назначения, модули СВЧ могут быть использованы для создания самых различных передающих устройств, в том числе в предварительных и промежуточных ступенях аппаратуры формирования сигнала мощных радио- и телевизионных передатчиков. Во всех случаях эксплуатации модулей не должны быть превышены предельно допустимые значения параметров, указанные в таблице. Максимально допустимая температура корпуса не должна превышать +80 °С; минимально допустимая температура окружающей среды — –30 °С.



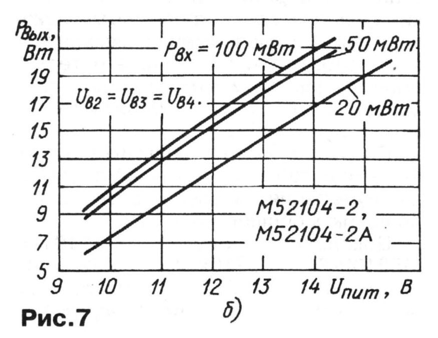


Рис.7

Во всех случаях применения модулей недопустимо их включение без теплоотвода, а также длительное (более 1 мин) замыкание цепи нагрузки или ее отключение. Электрическое соединение модулей с цепями радиостанций выполняют пайкой к выводам. Расстояние от корпуса до места пайки не должно быть менее 3 мм. Температура припоя — не более +240 °С. Время пайки — не более 5 с. Рекомендуемый припой — ПОС-61. Паяльник во время монтажа должен быть "заземлен".

Типовые частотные зависимости выходной мощности, КПД и коэффициента усиления по мощности модульных усилителей серий М52102 и М52104 показаны на **рис. 3,а—в** и **4,а—в** соответственно. На рис. **5,а, б** изображены типовые переходные $P_{вых} = f(P_{вх})$, а на **рис. 6,а, б** — температурные $P_{вых} = f(T_{окр.ср})$ характеристики тех же модулей. Типовые зависимости выходной мощности от напряжения питания представлены на **рис. 7,а, б** (графики сняты при условии, что в случае а вместе соединены выводы 2 и 3 — $U_{в2} = U_{в3}$, а в случае б — 2, 3 и 4 — $U_{в2} = U_{в3} = U_{в4}$).

Электрически, схемотехнически и конструктивно модули СВЧ оптимально вписываются в ВЧ тракт радиостанций и тем самым открывают широкую перспективу в создании современных конкурентноспособных портативных передатчиков для средств радиосвязи на отечественной элементной базе. Следует отметить, что разработанные образцы модулей СВЧ по эксплуатационным параметрам соответствуют уровню лучших мировых аналогов. Вместе с этим имеющаяся номенклатура отечественных модулей СВЧ пока не отвечает современным потребностям отечественного аппаратостроения.

Специалисты НИИЭТ готовы рассмотреть любые предложения по развитию разработок модулей СВЧ для различных областей применения. Наш тел./факс (0732) 23-78-73.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Кожевников В. А., Асессоров В. В., Асессоров А. В., Дикарев В. И.** Мощные низковольтные СВЧ транзисторы для подвижных средств связи. — Радио, 1999, № 10, с. 45, 46; № 11, с. 43, 44.

2. **Асессоров В. В., Кожевников В. А., Дикарев В. И., Асессоров А. В.** Мощные СВЧ транзисторы для связной радиоаппаратуры. — Электроника: наука, технология, бизнес, 1999, № 2, с. 22—24.

3. **Асессоров В. В., Кожевников В. А., Асеев Ю. Н.** Модули ВЧ усилителей мощности для портативных средств связи. — Электросвязь, 1997, № 7, с. 21, 22.

4. Радиостанции с угловой модуляцией сухопутной подвижной службы. ГОСТ 12252—86 (СТ СЭВ4280—83).

Материал подготовили
В. Асессоров, В. Кожевников, Ю. Асеев, О. Викин
г. Воронеж

Ответственный редактор Иванов Б. С.
тел. 207-88-18
E-mail: novice@paguo.ru

РАДИО
начинающим
ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ

СВЕРХРЕГЕНЕРАТОР

В. ПОЛЯКОВ, г. Москва

Что такое сверхрегенератор, как он работает, каковы его достоинства и недостатки, в каких радиолюбительских конструкциях его можно использовать? Этим вопросам и посвящена предлагаемая вниманию читателей статья.

Сверхрегенератор (его еще называют суперрегенератор) — это совершенно особый вид усилительного, или усилительно-детекторного устройства, обладающий при исключительной простоте уникальными свойствами, в частности, коэффициентом усиления по напряжению до $10^5...10^6$, т. е. достигающим миллиона! Это означает, что входные сигналы с уровнем в доли микровольта могут быть усилены до долей вольта. Разумеется, обычным способом такое усиление в одном каскаде получить невозможно, но в сверхрегенераторе используется совершенно другой способ усиления.

Если автору будет позволено немного пофилософствовать, то можно не совсем строго сказать, что сверхрегенеративное усиление происходит в иных физических координатах. Обычное усиление осуществляется непрерывно во времени, а вход и выход усилителя (четырехполюсника), как правило, разнесены в пространстве. Это не относится к усилителям-двухполюсникам, например, регенератору. Регенеративное усиление происходит в том же колебательном контуре, к которому подводится входной сигнал, но опять-таки непрерывно во времени.

Сверхрегенератор работает с выборками входного сигнала, взятыми в определенные моменты времени. Затем происходит усиление выборки во времени, и через какой-то промежуток снимается выходной усиленный сигнал, часто даже с тех же зажимов или гнезд, к которым подведен и входной. Пока совершается процесс усиления, сверхрегенератор не реагирует на входные сигналы, а следующая выборка делается только тогда, когда все процессы усиления завершены. Именно такой принцип усиления и позволяет получать огромные коэффициенты, вход и выход не надо развязывать или экранировать — ведь входные и выходные сигналы разнесены во времени, поэтому не могут взаимодействовать.

В сверхрегенеративном способе усиления заложен и принципиальный недостаток. В соответствии с теоремой Котельникова—Найквиста, для неискаженной передачи огибающей сигнала (модулирующих частот) частота выборок должна быть не менее удвоенной наивысшей частоты модуляции. В случае радиовещательного АМ сигнала наивысшая модулирующая частота составляет 10 кГц, ЧМ сигнала — 15 кГц и частота выборок должна быть не менее 20...30 кГц (о стерео речь не идет). Полоса пропускания сверхрегенератора получается при этом почти на порядок больше, т. е. 200...300 кГц. Этот недостаток неустраним при приеме АМ сигналов и послужил одной из главных причин вытеснения сверхрегенераторов более совершенными, хотя и более сложными супергетеродинными приемниками, в которых полоса пропускания равна удвоенной наивысшей модулирующей частоте.

Как ни странно, при ЧМ описанный недостаток проявляется в значительно меньшей мере. Демодуляция ЧМ происходит на скате резонансной кривой сверхрегенератора — ЧМ превращается в АМ и затем детектируется. При этом ширина резонансной кривой должна быть не меньше удвоенной девиации частоты (100...150 кГц) и получается гораздо лучшее согласование полосы пропускания с шириной спектра сигнала.

Ранее сверхрегенераторы выполнялись на электронных лампах и получили значительное распространение в середине прошлого века. Тогда на диапазоне УКВ радиостанций было мало, и широкая полоса пропускания не считалась особым недостатком, в ряде случаев даже облегчая настройку и поиск редких станций. Затем появились сверхрегенераторы на транзисторах. Сейчас они используются в системах радиоуправления моделями, охранной сигнализации и лишь изредка в радиоприемниках.

Схемы сверхрегенераторов мало отличаются от схем регенераторов: если у последнего периодически увеличивать обратную связь до порога генерации, а затем уменьшать ее до срыва колебаний, то и получается сверхрегенератор. Вспомогательные гасящие колебания с частотой 20...50 кГц, периодически изменяющие обратную связь, получаются либо от отдельного генератора, либо возникают в самом высокочастотном устройстве (сверхрегенератор с самогашением).

Базовая схема регенератора—сверхрегенератора

Для лучшего уяснения процессов, происходящих в сверхрегенераторе, обратимся к устройству, изображенному на **рис. 1**, которое, в зависимости

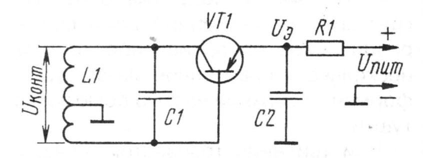


Рис. 1

от постоянной времени цепочки R1C2, может быть и регенератором, и сверхрегенератором. Эта схема была разработана в результате многочисленных экспериментов и, как представляется автору, оптимальна по простоте, легкости налаживания и получаемым результатам.

Транзистор VT1 включен по схеме автогенератора — индуктивной трехточки. Контур генератора образован катушкой L1 и конденсатором C1, отвод катушки сделан ближе к выводу базы. Таким образом осуществляется согласование высокого выходного сопротивления транзистора (цепи коллектора) с меньшим входным сопротивлением (цепи базы).

Схема питания транзистора несколько необычна — постоянное напряжение на его базе равно напряжению коллектора. Транзистор, особенно кремниевый, вполне может работать в таком режиме, ведь открывается он при напряжении на базе (относительно эмиттера) около 0,5 В, а напряжение насыщения коллектор—эмиттер составляет, в зависимости от типа транзистора, 0,2...0,4 В. В данной схеме и коллектор, и база по постоянному току соединены с общим проводом, а питание поступает по цепи эмиттера через резистор R1.

При этом напряжение на эмиттере автоматически стабилизируется на уровне 0,5 В — транзистор работает *подобно стабилитрону с указанным напряжением стабилизации*. Действительно, если напряжение на эмиттере упадет, транзистор закроется, эмиттерный ток уменьшится, а вслед за этим уменьшится и падение напряжения на резисторе, что приведет к возрастанию эмиттерного напряжения. Если же оно возрастет, транзистор откроется сильнее и увеличившееся падение напряжения на резисторе скомпенсирует это возрастание. Единственное условие правильной работы устройства — напряжение питания должно быть заметно больше — от 1,2 В и выше. Тогда ток транзистора удастся установить подбором резистора R1.

Рассмотрим работу устройства на высокой частоте. Напряжение с нижней (по схеме) части витков катушки L1 приложено к переходу база—эмиттер транзистора VT1 и усиливается им. Конденсатор C2 — блокировочный, для токов высокой частоты он представляет малое сопротивление. Нагрузкой в коллекторной цепи служит резонансное сопротивление контура, несколько уменьшенное из-за трансформации верхней частью обмотки катушки.

При усилении транзистор инвертирует фазу сигнала, затем ее инвертирует трансформатор, образованный частями катушки L1 — выполняется баланс фаз. А баланс амплитуд, необходимый для самовозбуждения, получается при достаточном усилении транзистора. Последнее зависит от тока эмиттера, а его очень легко регулировать, изменяя сопротивление резистора R1, включив, например, вместо него последовательно два резистора, постоянный и переменный.

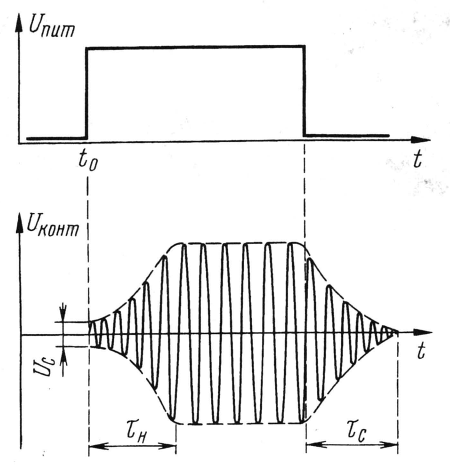


Рис. 2

Устройство обладает рядом достоинств, к которым относятся простота конструкции, легкость налаживания и высокая экономичность: транзистор потребляет ровно столько тока, сколько необходимо для *достаточного усиления сигнала*. Подход к порогу генерации получается весьма плавным, к тому же регулировка происходит в низкочастотной цепи, и регулятор можно отнести от контура в удобное место. Регулировка слабо влияет на частоту настройки контура, поскольку напряжение питания транзистора остается постоянным (0,5 В), а следовательно, почти не изменяются и междуэлектродные емкости.

Описанный регенератор способен повышать добротность контуров в любом диапазоне волн, от ДВ до УКВ, причем катушка L1 не обязательно должна быть контурной — допустимо использовать катушку связи с другим контуром (конденсатор C1 в этом случае не нужен). Можно намотать такую катушку на стержень магнитной антенны ДВ—СВ приемника, причем число витков ее должно составить всего 10—20 % от числа витков контурной катушки. Q-умножитель на биполярном транзисторе получается дешевле и проще, чем на полевом.

Регенератор подойдет и для КВ диапазона, если связать антенну с контуром L1C1 либо катушкой связи, либо конденсатором малой емкости (вплоть до долей пикофарады). Низкочастотный сигнал снимают с эмиттера транзистора VT1 и подают через разделительный конденсатор емкостью 0,1...0,5 мкФ на усилитель ЗЧ. При приеме АМ станций подобный приемник обеспечивал чувствительность 10...30 мкВ (обратная связь ниже порога генерации), а при приеме телеграфных станций на биениях (обратная связь выше порога) — единицы микровольт.

Процессы нарастания и спада колебаний.

Но вернемся к сверхрегенератору. Пусть напряжение питания на описанное устройство подается в виде импульса в момент времени t_0, как показано на **рис. 2** сверху. Даже, если усиление транзистора и обратная связь достаточны для генерации, колебания в контуре возникнут не сразу, а будут нарастать по экспоненциальному закону некоторое время $\tau_н$. По такому же закону происходит и спад колебаний после выключения питания, время спада обозначено как $\tau_с$.

В общем виде закон нарастания и спада колебаний выражается формулой $U_{конт} = U_0 exp(-rt/2L)$, где U_0 — напряжение в контуре, с которого начался процесс; r — эквивалентное сопротивление потерь в контуре; L — его индуктивность; t — текущее время. Все просто в случае спада колебаний, когда $r = r_п$ (*сопротивление потерь самого контура*, **рис. 3**). Иначе обстоит дело при нарастании колебаний: транзистор вносит в контур отрицательное

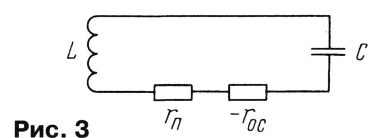


Рис. 3

сопротивление — $r_{ос}$ (обратная связь компенсирует потери), и общее эквивалентное сопротивление становится отрицательным. Знак минус в показателе экспоненты исчезает, и закон нарастания запишется: $U_{конт} = U_c exp(rt/2L)$, где $r = r_{ос} - r_п$.

Из приведенной формулы можно найти и время нарастания колебаний, учитывая, что рост начинается с амплитуды сигнала в контуре U_c и продолжается только до амплитуды U_o, далее транзистор входит в режим ограничения, его усиление уменьшается и амплитуда колебаний стабилизируется: $\tau_н = (2L/r)ln(U_0/U_c)$. Как видим, время нарастания пропорционально логарифму величины, обратной уровню принимаемого сигнала в контуре. Чем больше сигнал, тем меньше время нарастания.

Если импульсы питания подавать на сверхрегенератор периодически, с частотой суперизации (гашения) 20...50 кГц, то в контуре будут происходить вспышки колебаний (**рис. 4**), длительность которых зависит от амплитуды сигнала — чем меньше время нарастания, тем больше длительность вспышки. Если вспышки продетектировать, на выходе получится демодулированный сигнал, пропорциональный среднему значению огибающей вспышек. Усиление самого транзистора может быть небольшим (единицы...десятки), достаточным лишь для самовозбуждения колебаний, в то время как усиление всего сверхрегенератора, равное отношению амплитуды демодулированного выходного сигнала к амплитуде входного, весьма велико.

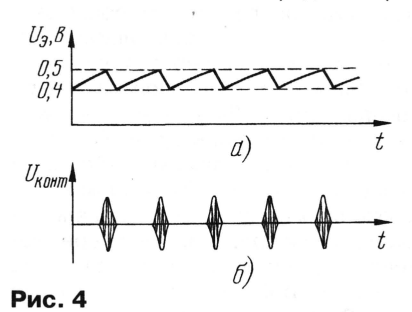


Рис. 4

Описанный режим работы сверхрегенератора называют нелинейным, или логарифмическим, поскольку выходной сигнал пропорционален логарифму входного. Это вносит некоторые нелинейные искажения, но играет и полезную роль — чувствительность сверхрегенератора к слабым сигналам больше, а к сильным меньше — здесь действует как бы естественная АРУ.

Для полноты описания надо сказать, что возможен и линейный режим работы сверхрегенератора, если длительность импульса питания (см. рис. 2) будет меньше времени нарастания колебаний. Последние не успеют нарасти до максимальной амплитуды, а транзистор — не будет входить в режим ограничения. Тогда амплитуда вспышки станет прямо пропорциональна амплитуде сигнала. Такой режим, однако, нестабилен — малейшее изменение усиления транзистора или эквивалентного сопротивления контура r приведет к тому, что либо резко упадет амплитуда вспышек, а следовательно, и усиление сверхрегенератора, либо устройство выйдет на нелинейный режим. По этой причине линейный режим сверхрегенератора используется редко.

Надо также заметить, что совершенно необязательно коммутировать напряжение питания, чтобы получить вспышки колебаний. С равным успехом можно подавать вспомогательное напряжение суперизации на сетку лампы, базу или затвор транзистора, модулируя их усиление, а значит, и обратную связь. Прямоугольная форма гасящих колебаний также неоптимальна, предпочтительнее синусоидальная, а еще лучше пилообразная с пологим нарастанием и резким спадом. В последнем варианте сверхрегенератор плавно подходит к точке возникновения колебаний, полоса пропускания несколько сужается и появляется усиление за счет регенерации. Возникшие колебания растут сначала медленно, затем все быстрее. Спад же колебаний получается максимально быстрым.

Наибольшее распространение получили сверхрегенераторы с автосуперизацией, или с самогашением, не имеющие отдельного генератора вспомогательных колебаний. Они работают только в нелинейном режиме. Самогашение, иначе говоря, прерывистую генерацию, легко получить в устройстве, выполненном по схеме рис. 1, надо лишь, чтобы постоянная времени цепочки R1C2 была больше времени нарастания колебаний.

Тогда произойдет следующее: возникшие колебания вызовут увеличение тока через транзистор, но колебания будут некоторое время поддерживаться зарядом конденсатора C2. Когда он израсходуется, напряжение на эмиттере упадет, транзистор закроется и колебания прекратятся. Конденсатор C2 начнет относительно медленно заряжаться от источника питания через резистор R1 до тех пор, пока не откроется транзистор и возникнет новая вспышка.

Эпюры напряжений в сверхрегенераторе.

Осциллограммы напряжений на эмиттере транзистора и в контуре показаны на рис. 4 так, как они обычно видны на экране широкополосного осциллографа. Уровни напряжений 0,5 и 0,4 В показаны совершенно условно — они зависят от типа примененного транзистора и его режима.

Что же произойдет при поступлении в контур внешнего сигнала, ведь длительность вспышки теперь определяется зарядом конденсатора C2 и, следовательно, постоянна? С ростом сигнала, как и прежде, уменьшается время нарастания колебаний, вспышки следуют чаще. Если их продетектировать отдельным детектором, то средний уровень сигнала будет возрастать пропорционально логарифму входного сигнала. Но роль детектора с успехом выполняет и сам транзистор VT1 (см. рис. 1) — средний уровень напряжения на эмиттере падает с ростом сигнала.

Наконец, что же произойдет в отсутствие сигнала? Все то же самое, только рост амплитуды колебаний каждой вспышки будет начинаться от случайного напряжения шумов в контуре сверхрегенератора. Частота вспышек при этом минимальна, но нестабильна — период повторения меняется хаотическим образом. Усиление сверхрегенератора при этом максимально, а в телефонах или громкоговорителе слышен сильный шум. Он резко снижается при настройке на частоту сигнала. Таким образом, чувствительность сверхрегенератора по самому принципу его работы очень высока — она определяется уровнем внутренних шумов. Дополнительные сведения по теории сверхрегенеративного приема даны в [1, 2].

ЛИТЕРАТУРА

1. **Белкин М. К.** Сверхрегенеративный радиоприем. — Киев: Техніка, 1968.

2. **Хевролин В.** Сверхрегенеративный прием. — Радио, 1953, № 8, с. 37.

(Окончание следует)

ЧИТАТЕЛИ ПРЕДЛАГАЮТ

ПАЯЛЬНИК НЕ ПЕРЕГРЕВАЕТСЯ

Л. ЗАЙЦЕВ, г. Боровичи Новгородской обл.

При включении паяльника ЭПСН-25/24 в сеть через питающее устройство с трансформатором наблюдались перегрев паяльника и быстрое потемнение его жала.

Устранить эти недостатки удалось включением мощного выпрямительного диода Д305 (подойдет другой аналогичный) анодом к выводу 3 трансформатора, а катодом — к гнезду 1. Диод я закрепил на пластмассовой крышке питающего устройства слева от гнезд, а в качестве теплоотвода использовал алюминиевый корпус стартера от ЛДС. ■

ДЛЯ НОВОГОДНЕЙ ЕЛКИ

Приближается Новый год. Многие радиолюбители захотят, конечно, украсить новогоднюю елку гирляндами ламп, управляемыми различными устройствами световых эффектов, либо построить какую-нибудь иную электронную конструкцию.

В предлагаемой подборке они найдут рекомендации о доработке одного из вариантов "китайской" гирлянды и оснащении ее автоматикой, а также описание электронного переключателя, извещающего о наступлении нового, 2002 года.

"ВЕЧНАЯ" ГИРЛЯНДА

А. НЕМИЧ, г. Брянск

Немало любителей светового оформления новогодней елки соблазнилось сравнительно дешевыми, яркими и мигающими гирляндами китайского производства. Однако опыт эксплуатации их выявил некоторые недостатки конструкции.

На **рис. 1** приведена схема соединений малогабаритных ламп в самой популярной гирлянде "пять в одной". Пять групп по 20 ламп на напряжение 9 В, соединенных последовательно, включены параллельно. В каждой группе есть одна переключающая белая лампа, работающая на принципе выключателя с биметаллической пластиной. При прохождении тока через лампу пластина изгибается и размыкает электрическую цепь. Остывая затем, она возвращается в исходное положение и вновь замыкает цепь. В результате лампы гирлянды мигают.

Учитывая число ламп в одной группе и их рабочее напряжение, можно сделать вывод, что гирлянды работают с перегрузкой. При длительной эксплуатации это приводит к выгоранию краски, а позже — к перегоранию ламп.

Поэтому после покупки рекомендую сразу же переделать гирлянду. Первый, самый простой способ, — пожертвовать одной группой ламп и увеличить число ламп в оставшихся группах до 24. Для этого крайнюю справа по схеме группу EL81—EL100 следует отсоединить и разделить на цепи по четыре лампы — их включают последовательно с каждой из четырех оставшихся групп основной гирлянды. Оставшиеся лампы — запасные.

Рис. 1

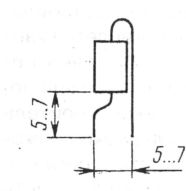


Рис. 2

Второй способ заключается в питании ламп только одним полупериодом сетевого напряжения. В этом варианте в каждую из пяти групп гирлянды включают последовательно диод, рассчитанный на ток не менее 150 мА и напряжение не ниже 350 В. При использовании диодов КД105Б их выводы формуют и обрезают, как показано на **рис. 2**, а затем вставляют диод вместо одной из ламп группы так, чтобы выводы диода были надежно соединены с контактами патрона лампы.

Впрочем, достаточно и одного общего диода (1 А, 350 В), включенного в разрыв любого сетевого провода.

Третий способ предполагает использование модернизированной гирлянды — разделенной на четыре группы ламп по 24 в каждой — с устройством, описанным в [1]. Оно обеспечивает режим "бегущий огонь" с плавным включением и выключением ламп, а также управление скоростью и направлением переключения. Несколько измененная схема этого устройства приведена на **рис. 3**. Такой автомат значительно увеличивает долговечность ламп, гирлянда становится практически "вечной". Эффект "бегущего огня" получают небольшим сдвигом четырех групп ламп относительно друг друга. Красочный эффект получается при развешивании ламп гирлянды в виде виноградной лозы. При сборке, налаживании и эксплуатации гирлянды и автомата соблюдайте меры безопасности, о которых рассказывалось в [2].

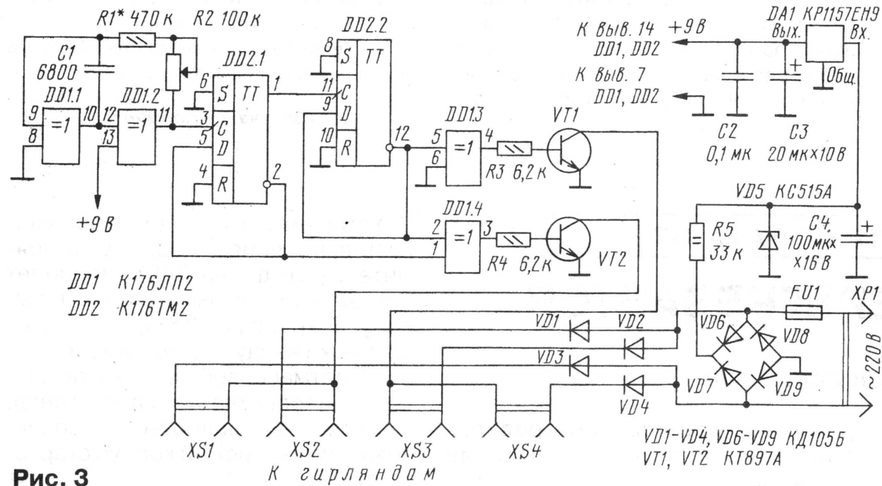


Рис. 3

ЛИТЕРАТУРА

1. **Беляев А.** Переключатель гирлянд с плавным изменением яркости. — Радио, 1991, № 10, с. 79, 80.

2. Осторожно! Электрический ток! — Радио, 1983, № 8, с. 55.

ИНДИКАТОР НАСТУПАЮЩЕГО ГОДА

И. НЕЧАЕВ, г. Курск

Хорошим украшением новогодней елки может стать индикатор, высвечивающий цифры наступающего года. Для его изготовления понадобятся четыре семисегментных светодиодных индикатора, несколько резисторов и блок питания. Включив их, как показано на схеме (**рис. 1**) и разместив индикаторы соответствующим образом, получим светящееся число "2002".

В этом устройстве светодиоды каждого индикатора включены параллельно, что позволило значительно упростить его за счет уменьшения числа резисторов и соединений. Такое включение оказалось возможным потому, что динамическое сопротивление светодиодов каждого сегмента составляет 40...60 Ом. Это обеспечи-

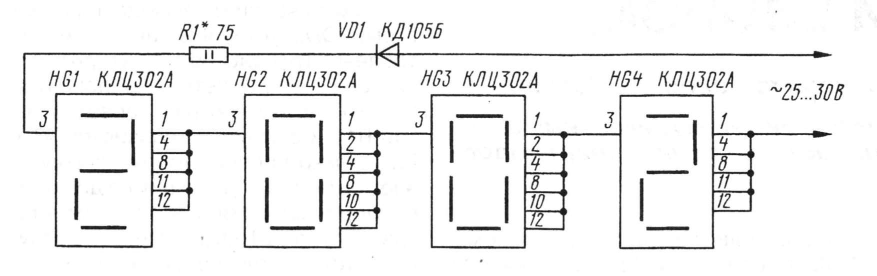


Рис. 1

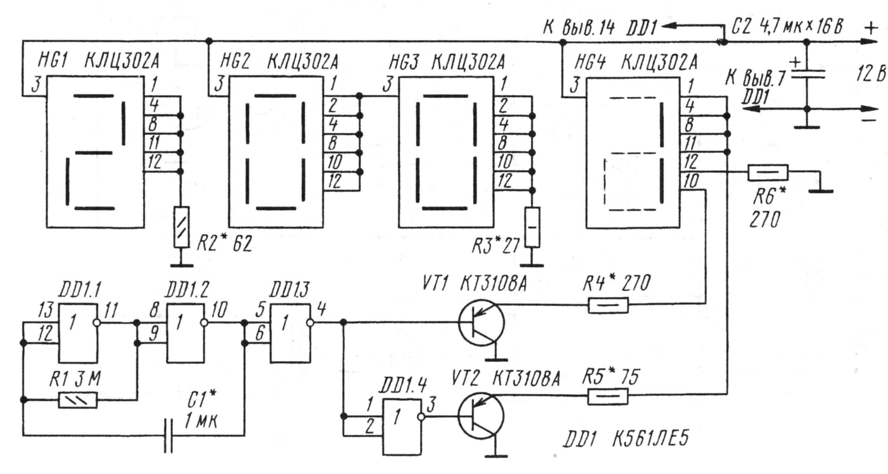


Рис. 2

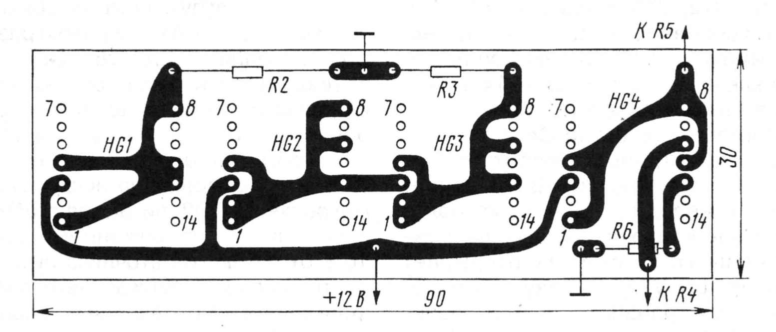


Рис. 3

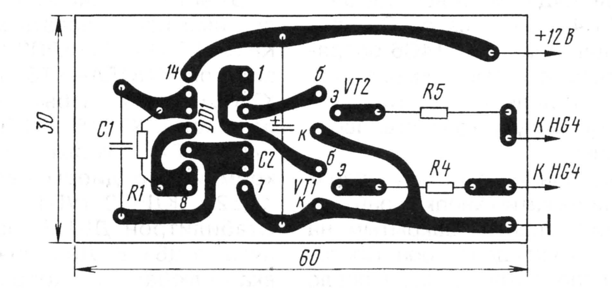


Рис. 4

вает выравнивание тока через них при параллельном включении.

Подбором резистора R1 устанавливают номинальный ток через индикаторы. Его следует выбрать из соотношения $I = 0{,}75 I_1 N$, где N — минимальное количество горящих сегментов одного индикатора (в данном случае N = 5 — это цифра 2), I_1 — максимальный ток через один сегмент.

Питать индикатор можно переменным либо постоянным напряжением от блока с выходным током не менее 100 мА. При постоянном напряжении диод не понадобится. Значение питающего напряжения должно быть на 20...50 % больше суммарного номинального напряжения на всех индикаторах (для одного КЛЦ302А это напряжение составляет около 5 В).

Конструктивно индикатор можно собрать, скажем, на пластине из любого изоляционного материала, даже картона, использовав навесной монтаж.

Устройство станет гораздо интереснее, если оно будет периодически изменять индицируемый год с 2001 на 2002, и наоборот. Схема такого варианта показана на **рис. 2**. Здесь индикаторы HG1—HG3 горят постоянно, формируя число 200, а HG4 периодически индицирует то цифру 1, то 2. Осуществляется это с помощью электронного переключателя, собранного на микросхеме DD1 и транзисторах VT1, VT2. Причем на элементах DD1.1, DD1.2 выполнен генератор с частотой следования импульсов в доли герц, на DD1.3, DD1.4 — буферные каскады, а на транзисторах — электронные ключи.

Кроме указанных на схеме, в конструкции можно применить индикаторы КЛЦ201А, КЛЦ201Б, КЛЦ202А, КЛЦ302А, КЛЦ302Б, КЛЦ401А, КЛЦ402А, КЛЦ402Б, а также другие меньшего размера с объединенными анодами, микросхему К561ЛА7, транзисторы КТ814А—КТ814Г, КТ817А—КТ817Г. Резисторы — МЛТ, С2-33, конденсатор С1 — К10-17, С2 — серий К52, К53.

Все детали конструкции размещены на двух печатных платах. На одной из них (**рис. 3**) установлены индикаторы и некоторые резисторы, на второй (**рис. 4**) — остальные элементы. После настройки вторую плату располагают за первой так, чтобы ее не было видно, и фиксируют любым способом, например, эпоксидным клеем. Здесь также можно обойтись без печатных плат, смонтировав все элементы на плате из изоляционного материала навесным способом.

Налаживание устройства сводится к установке требуемых значений токов индикаторов: HG1 — подбором резистора R2, HG2, HG3 — резистора R3, а HG4 — резисторов R4—R6. Резистором R1 и конденсатором C1 устанавливают желаемую скорость переключения.

На следующий год конструкцию модернизируют, изменив схему подключения последнего индикатора так, чтобы менялись цифры "2" и "3". ■

МУЗЫКАЛЬНЫЙ ЗВОНОК

А. БЕССАРАБОВ, г. Ардон, Республика Северная Осетия

Для тех, кто интересуется конструкциями музыкальных звонков, автор этой публикации предлагает еще один вариант подобного устройства.

В конструкции звонка (**рис. 1**) использован музыкальный синтезатор УМС8-08. В отличие от простейшего варианта, описанного в [1], разработанное мною устройство обладает некоторыми преимуществами. Во-первых, мелодия звучит полностью даже при кратковременном нажатии звонковой кнопки SB1. Во-вторых, в нем предусмотрен автоматический перебор мелодий, т. е. с каждым последующим нажатием кнопки звучит новая мелодия (всего их восемь). В дежурном режиме звонок не потребляет энергию.

На элементах DD1.1 и DD1.2 собраны формирователи импульсов высокого уровня по схемам, приведенным в [2], соответственно для запуска и перевода мелодий. Длительности формируемых ими импульсов определяются номиналами деталей интегрирующих цепей: R2C2 — для первого формирователя, R3C3 — для второго. Запускаются формирователи при поступлении на устройство питающего напряжения.

В связи с особенностью внутреннего построения микросхем серии УМС, импульс перевода мелодии должен поступать с небольшой задержкой относительно фронта запускающего импульса. Выполнение этого условия обеспечивает интегрирующая цепочка R1C1, постоянная времени которой — около 20 мс.

Цепочки R4VD3R6 и R5VD4R7 выполняют роль преобразователей уровня. Импульсы с них поступают на управляющие входы микросхемы DD2 (выводы 13 и 6). На элементах C4, VD5, R10, R11 выполнен источник питания, обеспечивающий напряжение 1,5 В для питания микросхемы DD2. Конденсатор C4 достаточно большой емкости поддерживает напряжение питания микросхемы DD2 между звонками, что обеспечивает переключение мелодий при очередном нажатии кнопки SB1. На транзисторах VT2, VT3 и элементах DD1.3, DD1.4 собран так называемый детектор импульсов [3], управляющий через ключ на транзисторе VT4 электромагнитным реле K1.

Когда конденсатор C4 источника заряжен, устройство работает так. При нажатии кнопки SB1 начинает звучать мелодия. Первый же положительный импульс с выхода микросхемы DD2 (выв. 1) открывает транзистор VT2. В результате закрывается транзистор VT3, и с резистора R13 через открытый переход диода VD7 поступает высокий уровень на вход элемента DD1.3. Такой же уровень будет и на выходе элемента DD1.4. Конденсатор C6 времязадающей цепочки R14C6 разряжен. Транзистор VT4 открывается, срабатывает реле K1. Контактами K1.1 оно блокирует контакты звонковой кнопки.

Если же конденсатор C4 разряжен, то при нажатии кнопки транзистор VT3 оказывается закрытым на время зарядки конденсатора. Поэтому сразу срабатывает реле, а после зарядки C4 (~0,5 с) звучит мелодия. По ее окончании на выводе 1 микросхемы DD2 устанавливается низкий уровень. Транзистор VT2 закрывается, а VT3 открывается. Конденсатор C6 начинает заряжаться через резистор R14 и открытый транзистор VT3. Как только напряжение на выводе 9 элемента DD1.3 уменьшится до порога переключения этого элемента, транзистор VT4 закроется, реле отпустит, устройство перейдет в дежурный режим.

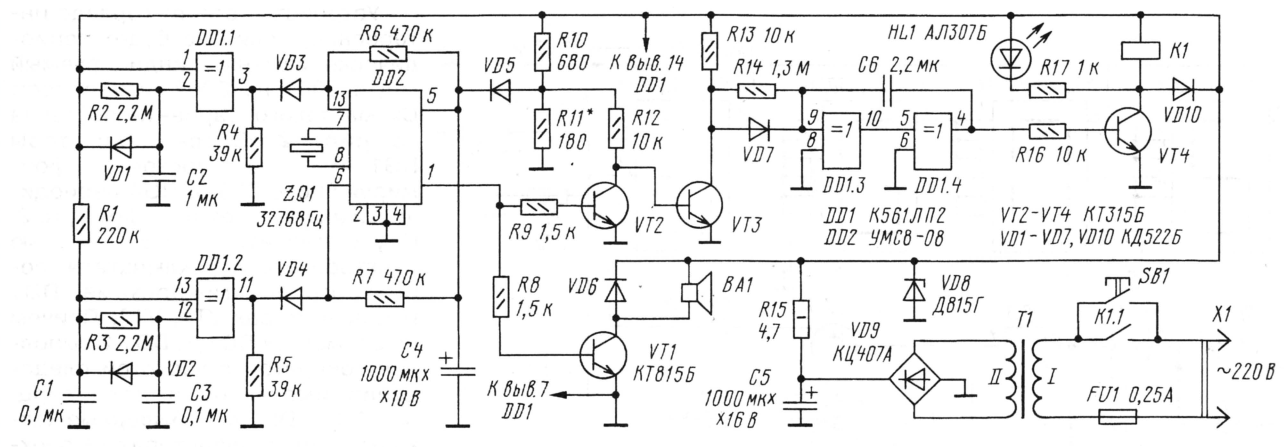


Рис. 1

Светодиод HL1 сигнализирует о включении звонка, диод VD10 защищает транзистор VT4 от высоковольтных выбросов, способных появиться на выводах обмотки реле.

С вывода 1 микросхемы DD2 напряжение ЗЧ поступает на усилитель мощности, выполненный на транзисторе VT1 и нагруженный на динамическую головку BA1 — из нее и раздается мелодия. Диод VD6, как и VD4, защищает транзистор от выбросов на головке, но устанавливать его не обязательно, поскольку индуктивность обмотки головки невелика.

Все узлы звонка, за исключением микросхемы DD2, питаются стабилизированным напряжением около 10 В от сетевого источника питания, состоящего из понижающего трансформатора T1, выпрямительного моста VD9, сглаживающего конденсатора C5 и параметрического стабилизатора R15VD8.

Вместо указанных на схеме, допустимо использовать микросхемы КР1561ЛП14, К176ЛП2 (DD1), транзисторы КТ815А—КТ815Г, КТ817А—КТ817Г (VT1), любые транзисторы из серий КТ315, КТ503, КТ3102 (VT2—VT4), любые маломощные кремниевые диоды серий КД503, КД521, КД522 (VD1—VD7, VD10). Стабилитрон Д815Г можно заменить на Д815В. Динамическая головка — любая широкополосная мощностью 0,5—2 Вт со звуковой катуш-

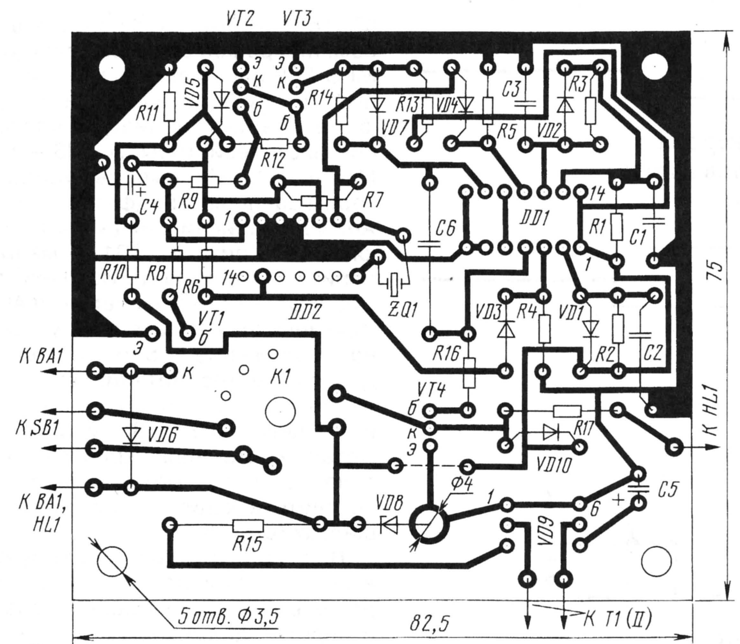


Рис. 2

кой сопротивлением не менее 8 Ом. Реле — РЭС9 паспорт РС4.529.029-02 либо РС4.529.029-11, кварцевый резонатор ZQ1 — типа РК-72ЧА-17БУ или другой, например, от наручных часов. Трансформатор использован от китайской магнитолы, его мощность 2 Вт при напряжении на вторичной обмотке 13 В на холостом ходу.

Все детали, кроме трансформатора, предохранителя, светодиода и динамической головки, смонтированы на печатной плате (**рис. 2**) из односторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Она рассчитана на установку резисторов МЛТ, конденсаторов К50-35 (С4, С5), К73-17 (остальные). Плата установлена в корпусе от промышленного электронного звонка размерами 167×93×56 мм.

При исправных деталях и безошибочном монтаже налаживание сводится к подбору резистора R11 для получения напряжения 1,5 В на катоде диода VD5. Эту операцию желательно провести до установки на плату микросхемы DD2 и конденсатора С4. Если при дальнейшей проверке работы звонка мелодии не переключаются и звучит лишь одна из них, следует установить резистор R1 с несколько бо́льшим сопротивлением. Возможно, понадобится также подобрать резистор R14 с бо́льшим сопротивлением в случае выключения реле во время пауз в звучании некоторых мелодий.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Гришин А.** Музыкальный квартирный звонок. — Радио, 1998, № 6, с. 40, 41.

2. **Шелестов И. П.** Радиолюбителям: полезные схемы, кн. 2. — М.: Солон-Р, 1999, с. 42.

3. **Бирюков С. А.** Цифровые устройства на МОП-интегральных микросхемах. — М.: Радио и связь, 1996, с. 146, 147.

РАДИОМИКРОФОН

С. КАЛЮЖНЫЙ, г. Воронеж

Предлагаемый радиомикрофон (**рис. 1**) собран по классической схеме генератора с емкостным делителем в цепи обратной связи. Для упрощения электретный микрофон В1 включен непосредственно в цепь смещения транзистора VT1, что позволило избавиться от микрофонного усилителя, разделительного конденсатора и варикапа. Роль варикапа выполняет сам генераторный транзистор VT1, рабочая точка которого смещается при изменении проводимости электретного микрофона В1. Радиус действия радиомикрофона достигает 70 м. Прием производится на бытовой УКВ ЧМ приемник.

При номиналах резисторов и конденсаторов, указанных на принципиальной схеме (рис. 1), радиомикрофон работает на частоте 87,9 МГц. Частоту устанавливают растяжением или сжатием витков катушки L1. Связь с антенной трансформаторная. Антенна WA1 конструктивно выполнена вместе с контейнером для элементов питания, что увеличивает ее эффективность. Для того чтобы малое внутреннее сопротивление источника питания не шунтировало колебательный контур, в цепь питания включен дроссель L3. Печатная плата (**рис. 2**) выполнена из двусторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм, с двусторонним размещением компонентов (**рис. 3**). Вместо переходных отверстий на торцах платы треугольным надфилем сделаны риски (на рис. 2 указаны стрелками), чтобы уложить тонкий луженый провод, соединяющий печатные проводники.

В предлагаемом устройстве желательно использовать конденсаторы С3, С4, С5 с малым ТКЕ . Блокировочные конденсаторы С1, С2 — керамические, любого типа. Катушка L1 — бескаркасная. Она намотана проводом ПЭВ-2 0,3 на оправке (в качестве оправки использовался винт М2,5) и содержит

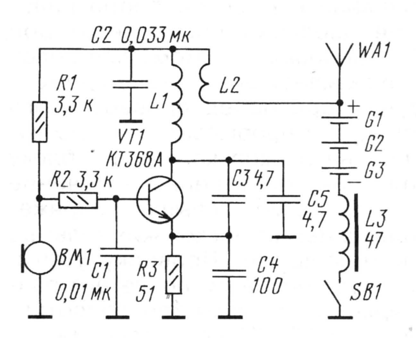


Рис. 1

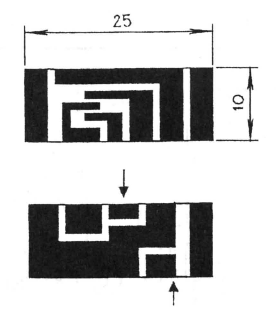
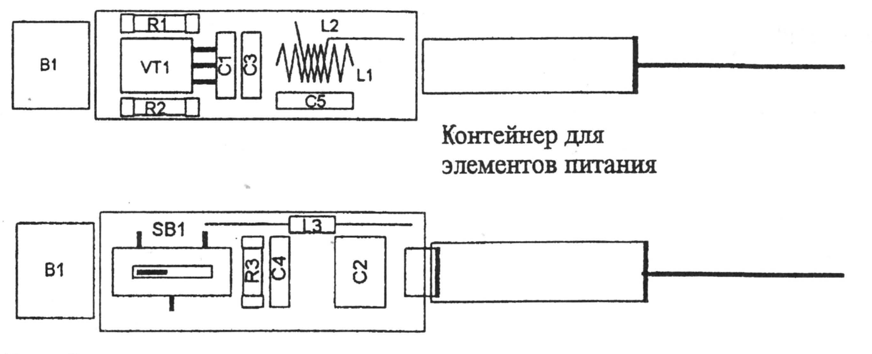


Рис. 2



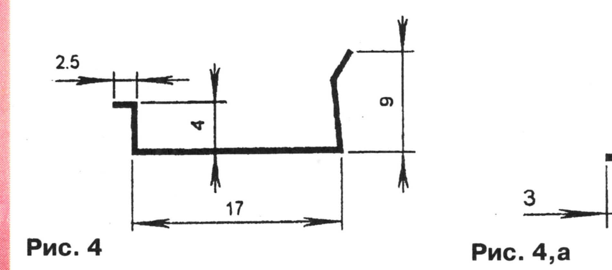


Рис. 3

Рис. 4

Рис. 4,а

КТ316 с любым буквенным индексом. Микрофон ВМ1 применен типа МКЭ-369 или аналогичный импортный (от чувствительности микрофона зависит девиация частоты сигнала). Резисторы R1...R3 — типа МЛТ-0,125. Их выводы удалены, торцы зачищены надфилем и облужены для припаивания к плате. Выключатель питания SB1 — малогабаритный движковый. Источник питания G1—G3 — три элемента AG13 (применяются в лазерных указках) на напряжение 1,5 В. Контейнер для элементов питания выполнен из полоски жести шириной 6 мм и толщиной 0,2...0,3 мм (**рис. 4**). Детали контейнера укрепляются на печатной плате методом пайки на соответствующих контактных площадках (**рис. 5**).

Вся конструкция монтируется в корпус цилиндрического маркера. В его крышке высверливается отверстие диаметром 2 мм напро-

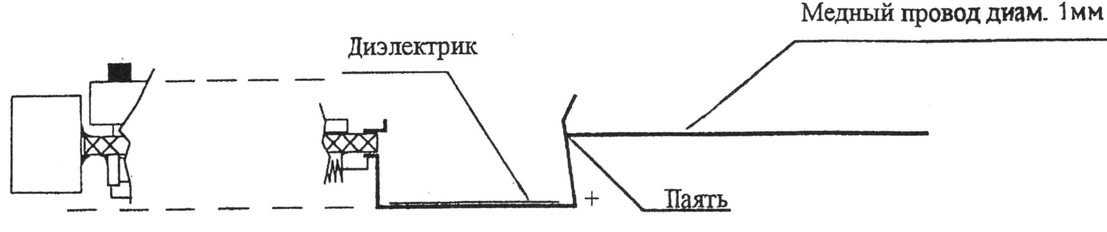


Рис. 5

8 витков. Катушка L2 наматывается поверх L1 и содержит 2 витка того же провода. Дроссель L3 — готовый, например, типа ДМ-0,1. Его индуктивность некритична. Транзистор VT1 можно заменить на КТ368, тив микрофона. В корпусе маркера выпиливается паз под выключатель питания. ■

ЧИТАТЕЛИ ПРЕДЛАГАЮТ

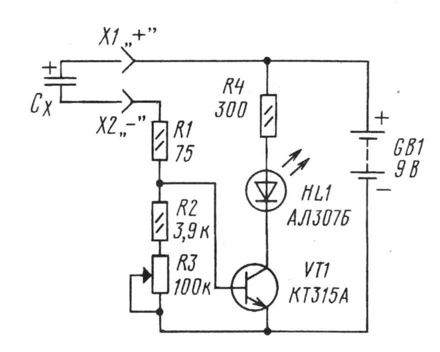
ПРОБНИК ОКСИДНЫХ КОНДЕНСАТОРОВ

А. ПОТРЕБИЧ, г. Сочи

Этот прибор (см. **рисунок**) позволяет оценивать ток утечки оксидных конденсаторов по яркости светодиода. Это бывает необходимо при замене конденсаторов в радиоаппаратуре.

Проверяемый конденсатор с соблюдением полярности подключают к гнездам X1 и X2. Если ток утечки мал, по окончании зарядки (не более 1 мин) светодиод HL1 перестает светиться.

Переменным резистором R3 устанавливают пороговый ток утечки, при котором светодиод гаснет ($I_{ут. мин}$ = 6 мкА). Предельно допустимый ток утечки большинства оксидных конденсаторов серий К50 можно грубо подсчитать по формуле $I_{ут. доп} \leq 0,05CU_н$, где $I_{ут. доп}$ — допустимый ток утечки, мкА; С — номинальная емкость конденсатора, мкФ; $U_н$ — номинальное напряжение конденсатора.



Для проверки конденсаторов с номинальным напряжением менее 10 В следует питать прибор от более низковольтного источника.

Следует учесть, что "лежалые" конденсаторы способны восстанавливать высокое сопротивление изоляции после некоторой "тренировки". Поэтому для более объективной оценки качества конденсатора перед проверкой его следует отформовать — подключить на несколько часов к блоку питания, постепенно в течение первых 10 мин повышая напряжение на нем от нескольких вольт до номинального. Проверку утечки следует провести после его разрядки через резистор сопротивлением 20...51 Ом в течение нескольких минут. ■

Ответственный редактор Степанов Б. Г.
(RU3AX)
тел. 207-68-89
E-mail: kw-ukw@paguo.ru
connect@paguo.ru

РАДИО о связи

ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ

ЭНТУЗИАСТЫ SSTV

В мае 1997 г. при Центральном радиоклубе РФ имени Э. Т. Кренкеля была создана Московская SSTV-секция (MSSTVS). Она объединяет радиолюбителей России и других стран СНГ, интересующихся SSTV, а также цифровыми видами связи. По состоянию на март 2001 г. в MSSTVS зарегистрировались 83 коротковолновика России, Украины, Белоруссии и Узбекистана.

Основные задачи секции — оказание информационной и технической поддержки энтузиастам новых видов любительской радиосвязи и проведение различных мероприятий, направленных на привлечение коротковолновиков к этим видам радиосвязи (соревнования, конференции, выдача дипломов и т. п.)

MSSTVS каждый год проводит два теста: в апреле (SSTV) и декабре (SSTV и PSK). Планируется также проводить в феврале отдельный PSK CONTEST. Каждый месяц секция выпускает информационные материалы. Еще и еще один источник информации — сайт MSSTVS "SSTV-островок" <**http://hamradio.vitebsk.net/sstv/sstv.htm**>. Его ведет Николай Сухоруков (EU6TV). Секция проводит несколько "круглых столов":

— каждое воскресенье с 10 MSK на частоте 14235 кГц (ведущий UA3AJT);

— каждую среду с 22 MSK на частоте 3733 кГц (ведущий UA4FFQ);

— каждую субботу с 11.00 MSK на частоте 7042 кГц (ведущий RA3BB);

— каждый день с 22 MSK на частоте 28710 кГц (ведущий RA3AHQ).

Контактные адреса электронной почты MSSTVS <**crcrf@cityline.ru**>. В поле письма "Тема" необходимо указать "MSSTVS".

Евгений Суховерхов (UA3AJT), президент MSSTVS



Актив секции готовится к очередному заседанию (слева направо): Владимир Голубев (RV3ADV), Александр Болгаринов (RA3AHQ), Дмитрий Веригин (RA3DGG) и Евгений Суховерхов (UA3AJT).

Диплом MSSTVS

Чтобы получить диплом MSSTVS, необходимо набрать 75 очков за связи со станциями стран СНГ. В зачет идут QSO, проведенные SSTV на любом радиолюбительском диапазоне начиная с 1 марта 1998 г. Связи с членами MSSTVS дают по 3 очка, а с остальными радиолюбителями — по 1 очку. При выполнении условий диплома во время SSTV соревнований, организованных ЦРК РФ или MSSTVS, достаточно набрать 30 очков. Заявку составляют в виде выписки из аппаратного журнала и заверяют в местной радиолюбительской организации или у двух коротковолновиков. К заявке прилагают



квитанцию (или ее копию) об оплате диплома (100 руб.). Соискатели из дальнего зарубежья прикладывают к заявке 10 IRC. Если условия диплома выполнены в соревнованиях, то оплата снижается в два раза (50 руб. или 5 IRC соответственно). Оплату диплома и заявку направляют секретарю секции по адресу: 140002, Московская обл. г. Люберцы, ул. Новая, 10-48, Веригину Дмитрию Андреевичу (RA3DGG). ■

УКВ – ЧТО НОВОГО?

Виктор АНДРОСОВ (RA3DQ)

WSJT – НОВЫЙ ВИД СВЯЗИ

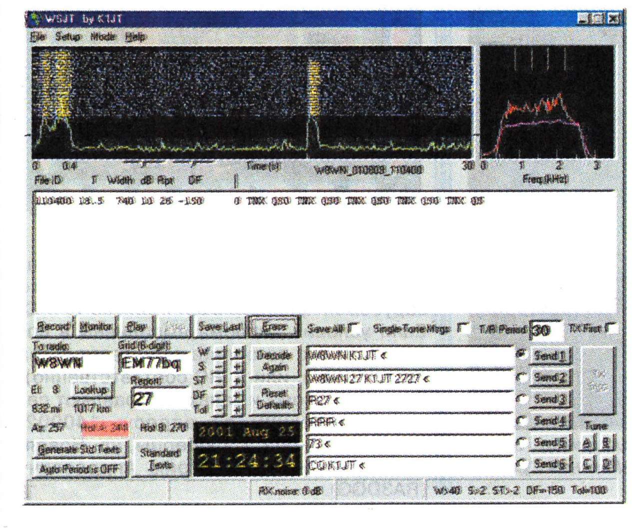
Наверняка те из вас, кто пользуется DX кластерами, обращали внимание на аббревиатуру WSJT, которая время от времени появляется в информации, относящейся к диапазонам 50 и 144 МГц. Так называется компьютерная программа (**W**eak **S**ignal communications by K1**JT** — программа для связи при малых уровнях сигналов, написанная K1JT), которая реализует вид связи, получивший название FSK441. Это цифровой вид связи с частотной манипуляцией (четырехтоновый сдвиг по частоте со скоростью 441 бод), обеспечивающий скорость передачи данных 147 знаков в секунду или, переходя к привычным телеграфным приложениям, 8820 знаков в минуту. Хорошая эффективность при малых уровнях полезного сигнала, сравнимого с уровнем шума, и высокая плотность данных в единице времени позволяют проводить метеорные связи при времени отражения менее одной секунды, иными словами, работать на одних "пингах".

Будучи ярым противником цифровых видов связи, я тем не менее решил попробовать провести ряд связей с использованием WSJT. "Скачать" инсталляционный пакет можно с сайта **<http://pulsar.princeton.edu/~joe/K1JT>**. Его объем — около 5 Мб. Требования программы: ОС Win-95/Win 98 (SE, ME) и Windows NT/2000 (без возможности управления переключением прием — передача COM-портом компьютера), ЦПУ Pentium-75 и выше, 24 Мб ОЗУ (хотя у меня программа работала под Windows 95 всего с 16 Мб памяти), 40 Мб свободного места на жестком диске и звуковая карта.

Подключается компьютер к трансиверу так же, как и при работе SSTV, PSK31, MSDSP и т. п. Выход звуковой карты соединяется коаксиальным кабелем с низкочастотным входом трансивера, а линейный вход карты — с низкочастотным выходом трансивера. Цепь ключевания собирают на одном транзисторе, которым управляют сигналом с COM-порта. Коллекторная цепь транзистора коммутирует вход PTT трансивера.

Прием и передача осуществляются на одной и той же частоте в режиме USB. Хотя если оба корреспондента договорятся использовать LSB, то никакой принципиальной разницы не будет. Уровень сигнала о звуковой карте должен быть таким, чтобы не было "перекачки" по уровню и чтобы трансивер при этом выдавал 100 % мощности. В скедах обычно используют 30-секундный период прием — передача. Необходимо заранее договориться с корреспондентом, кто работает на передачу первые 30 секунд, а кто — следующие. Как и BPSK, WSJT очень критичен к точности установки частоты. В моем случае расстройка более чем на 200 Гц приводила к полной потере информативности декодируемых бурстов — вместо полезной информации на экран выводился компьютерный мусор.

Получаемый через метеорные отражения сигнал корреспондента имеет характерный вибрирующий рокот, что не позволяет его спутать с сигналом помех или другими сигналами. Декодирование всего периода приема начинается сразу же после перехода в режим передачи. В процессорном Pentium –150 декодирование занимало 5...6 с. Если программа обнаружит похожие на WSJT сигналы, то они будут выведены на экран в алфавитно-цифровом виде. Если повезет с удачным бурстом, то добрая треть экрана окна приложения заполняется правильно декодированной информацией. Вот, к примеру, как программа декодировала в нашем скеде бурст, полученный от меня DD3SP (продолжительность не больше секунды, громкостью S7): "...@DD3SP RA3DQ 27 27 DD3SP RA3DQ 27 27 RA3DQ 27 27 DD3SP MA3DQ 2& 17 KD#...". Несколько раз программа правильно декодировала бурсты, на которые я в шумах не обратил внимания. Это производило впечатление. Ведь в традиционном MS HSCW (**M**eteor **S**cattered **H**igh **S**peed **CW**) эти отражения были бы потеряны.



В течение конца августа и первой половины сентября, используя только ICOM–746 и 16-элементную антенну F9FT, мне удалось провести пять подтвержденных QSO (OZ, DL и SM, QRB 1600...1800 км) через редкие спорадические метеоры, т. е. когда не было каких-либо существенных метеорных потоков. Процент удачных скедов составил 50 %. Это позволяет, на мой взгляд, сделать вывод, что WSJT, по крайней мере, на 50—75 % более эффективен, чем MS HSCW.

В заключение хочется отметить, что WSJT на самом деле не просто программа. Это проект в дальнейшем объединит целый комплекс алгоритмов для передачи, получения и обработки слабых сигналов в характерных для УКВ условиях (уровень шумов ниже уровня сигнала). В ближайшее время планируется дополнение программы традиционным MS HSCW и специальным приложением для работы с отражением от лунной поверхности (EME). Это приложение (по информации K1JT) позволит проводить связи на диапазоне 144 МГц через Луну при мощности передатчика всего 100 Вт.

СЕЗОН E_S ПРОХОЖДЕНИЯ НА ДИАПАЗОНЕ 144 МГЦ

Для любителей дальних связей на УКВ лето — особый период времени. Постоянное присутствие на диапазоне 144 МГц, наблюдения на диапазоне 50 МГц, контроль дальнего прохождения вещательных FM станций диапазонов 66...73 и 80...110 МГц стали его неотъемлемыми атрибутами для многих радиолюбителей. В этом году их ожидания оправдались. Сезон E_s 2001 года в европейской части России запомнился тремя случаями прохождения на диапазоне 144 МГц.

23 июня (16.04...17.10 UTC). Самый короткий эпизод, который отличался крайней неустойчивостью и большими потерями при отражении на диапазоне 144 МГц. Сигналы DX станций редко проходили с большим уровнем сигнала. Многие из них приходилось по информации участников буквально "выскребать" из под шумов. Облако E_s слоя возникло ориентировочно над юго-западной частью Украины. Потом оно двинулось в свой традиционный путь, на запад Европы. Длительность спорадика на юго-западе Московской области (RK3AF — 7 QSO с LZ,YO; RA3AQ — 9 QSO с LZ, YO, YU) была 15...18 мин, в Тульской (RW3PF — 29 QSO с HA, SP,YU,9A) и Пензенской областях (RA4FDT QSO с HA, YO, YU) — 35 мин, в Воронежской (RX3QFM и RA3QTT оба по 25 QSO с YU, YO, SP, HA, OE, DL, 9A), Волгоградской (UA4API) и Ростовской областях (UA6MA) — чуть больше часа.

2 июля (15.58...16.50 UTC). Самый мощный и продолжительный спорадик сезона. Примерно в одно и то же время образовалось два E_s облака: первое — над южной частью Польши — северной частью Венгрии, а второе — над северной частью Италии. Самое примечательное, что в этих регионах диапазон 144 МГц был пуст, в то время как сотни европейских станций проводили через отражение от ионизиро-

ванного слоя связи на расстояния свыше 2000 км.

В 15.58 диапазон 144 МГц словно "взорвался" от сигналов сотен европейских станций. В основном станции из DL, OK, OE проходили на 59 с огромными "плюсами". Российские радиолюбители все свои связи установили через первое, ближайшее облако. Причем, если провести прямую линию от QTH станции через географическое местоположение облака ионизации, можно понять, что чем южнее находилась станция, тем с более северными корреспондентами она могла работать. Вот только некоторые из результатов: RK3AF — 40 QSO с DL, OK, OE (ODX с DL0HEU 2106 км); RA3DQ — 47 QSO с DL, OK, OE, SP, F (ODX с F5JNX — 2243 км); RX3QFM — 86 QSO с DL, PA, ON (ODX с ON4LN — 2331 км). Также провели ряд интересных радиосвязей RA3QJX, UA3AMY, RA3LW, RV3IG, RW3WR, RU3GX. Я слышал, что в этот спорадик был ряд случаев, когда российские радиолюбители, использующие мобильные FM станции, смогли провести QSO с DL, OK. К сожалению, нет фактических данных, чтобы привести их в данном материале. Чуть позднее, около 16.40, E_s облако сдвинулось на север, что дало возможность поработать более северным станциям. Недолго, всего 10...15 мин, RU1AA, RX1AS, RW1AY/1 работали с HA, YO, LZ, YU, S5, 9A.

27 июля (16.20...19.00 UTC). Самый поздний из спорадиков лета 2001 года, несмотря на большую общую продолжительность, отличался временной "дискретностью" возникновения E_s областей. Прохождение на 144 МГц возникало буквально на единицы минут, потом пропадало, и следующая порция буквально "выцеживалась" через несколько десятков минут. При общей длительности E_s в два с половиной часа, например, в Москве, общая продолжительность существования прохождения не превысила и 20 мин. Результаты следующие: RK3AF — 19 QSO с HA, DL, OE, HB9 (ODX с HB9FAP — 2219 км); RA3DQ — 36 QSO с DL, OK, OE, PA, F (ODX с F4AZF — 2221 км); UA3DJG — около 25 QSO с DL, OK, OE, HB9, F (ODX с HB9FAP — 2266 км); RX3QFM — 109 QSO с DL, PA, ON, OK, SM, OH, G (ODX с G4SWX — 2531 км!). Также работали RN3QR, UA3EEN, RZ3AF. Интересен случай с RU3ACE, который провел 2 QSO с DL, используя трансивер с выходной мощностью всего 1,5 ватта и простую антенну 9 EL F9FT (ODX 1929 км с DL5MAE).

К сожалению, не было зафиксировано ни одного случая E_s в южном направлении — юг Украины, Северный Кавказ, Юг и Черноморское побережье России, Закавказье. Но возможная причина —недостаточная активность на диапазоне 144 МГц радиолюбителей из этих районов, отсутствие маяков и т. п. ■

ПОЗДРАВЛЯЕМ!

RW3TJ — МСМК

По результатам выступлений в международных соревнованиях по радиосвязи на коротких волнах Олегу Ивановичу Архипову (RW3TJ) присвоено звание мастера спорта международного класса. Он отличный контестмен и, несомненно, его заслужил. Поздравляя



RW3TJ с этой КВ наградой, редакция хотела бы особо отметить его вклад в развитие в стране любительской радиосвязи на ультракоротких волнах. Своими публикациями в журнале, работой на посту председателя УКВ комитета СРР он во многом способствовал возрождению интереса к УКВ связи в середине 90-х годов. Именно при помощи его редакции журнала "Радио" удалось не просто воскресить, а вывести на высокий уровень международные соревнования по радиосвязи на УКВ "Полевой день" на призы журнала "Радио". ■

ЛИГЕ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ УКРАИНЫ — 10 ЛЕТ

В декабре состоится юбилейное заседание Совета Лиги радиолюбителей Украины (ЛРУ — UARL), которая была создана 21 декабря 1991 г. Ее учредителями были объединения радиолюбителей восьми областей Украины и г. Киева, а также ассоциация радиолюбителей "Союз-Чернобыль". Первым президентом Лиги избрали Николая Гострого (UT5UT). В конце 1992 г. были зарегистрированы в местных органах власти первые структурные подразделения ЛРУ: Харьковское областное отделение и региональное отделение г. Краматорска. Со временем такие отделения были созданы во всех административно-территориальных образованиях Украины. Всего их (областных и региональных с правами областного) уже 38. Коллективными членами ЛРУ являются также 7 неформальных объединений (клубов) радиолюбителей.

В апреле 1994 г. ЛРУ первой из национальных радиолюбительских организаций стран СНГ стала полноправным членом IARU. С конца 1996 г. и по настоящее время ЛРУ возглавляет Игорь Зельдин (UR5LCV).

Членство в ЛРУ индивидуальное — через структурные подразделения. В настоящее время в них около 2500 членов. Это чуть больше 20 % от общего числа индивидуальных любительских радиостанций в стране, что является нормальным среднестатистическим показателем для национальных радиолюбительских организаций 1-го района IARU. Ежегодный взнос члена ЛРУ, перечисляемый в штаб-квартиру, эквивалентен двум долларам США. Его же размер на местах, как правило, выше и устанавливается в каждом подразделении самостоятельно. От уплаты членских взносов освобождены школьники, участники Великой Отечественной войны и инвалиды 1—2-й групп. Существует институт "Почетных членов ЛРУ". Сегодня их 5 человек, которые внесли большой вклад в развитие Лиги: П. Максименко ("Укрчастотнагляд"), Р. Рахне (DL6ZFG), В. Латышенко (UY5ZZ), М. Лупий (UT7WZ) и В. Бобров (UT3UV).

За эти годы Лигой проведена большая работа по созданию нормативно-правовой базы радиолюбительства в Украине. Вот некоторые из них.

Утвержден Госкомсвязи и зарегистрирован Минюстом "Регламент любительской радиосвязи Украины".

"Укрчастотонаглядом" (УЧН – аналог российского ГСН) утверждено "Положение о квалификационно-технической комиссии". Оно содержит разделы, соответствующие документам СЕРТ. Вторая редакция указанного Положения, включающая конкретные экзаменационные вопросы, была введена в действие в 1999 г. Следует отметить, что эти комиссии возглавляет работник УЧН, а в ее состав УЧН своим приказом вводит наиболее опытных радиолюбителей.

ЛРУ и ЦК ТСОУ (оборонная организация Украины) был заключен договор о разграничении полномочий по тем или иным видам радиолюбительства и радиоспорта. Причем все взаимоотношения с IARU осуществляются только через Исполком ЛРУ.

Совместным решением Исполкома Лиги и ЦСТРК ТСОУ была создана национальная коллегия судей по радиоспорту.

С 2000 г. Украина приняла и ввела в действие Рекомендации СЕРТ по вопросам радиолюбительства (документы T/R 61-02 и T/R 61-01).

Несколько лет выходит ежедневный электронный бюллетень Лиги ("QUA-UARL"), который, наряду со всеми подразделениями ЛРУ, по бесплатной подписке получают свыше 150 коротковолновиков из 15 стран мира. Большая часть из них — россияне.

Георгий ЧЛИЯНЦ (UY5XE)

СОРЕВНОВАНИЯ "СТАРЫЙ НОВЫЙ ГОД — 2001"

Соревнования этого года порадовали организаторов прежде всего тем, что заметно возросло число участников соревнований — более чем на 20 процентов. Из 219 отчетов, поступивших в судейскую коллегию, 180 прислали россияне. Пришли также отчеты из Украины, Белоруссии, Латвии, Казахстана, Финляндии и Швеции. Оценки показывают, что число реальных участников было более 300, а число стран-участниц — более 10. Российские спортсмены представляли 59 областей, краев и республик страны. Это абсолютный рекорд в этих соревнованиях за их пятилетнюю историю. Третий радиолюбительский район чуть-чуть не установил еще один рекорд — "представлены все области района". Но подвели коротковолновики Белгородской области.

Интересна статистика по российским участникам соревнований. Меньше всего было представителей шестого района — 7, причем все они выступали в общем зачете. За ним (если считать с конца) идет первый район — 10 участников (один в подгруппе "стаж плюс возраст более 100 лет" и 9 в общем зачете). Мягко говоря, не очень высокая активность. Ведь даже удаленные от большинства участников "нулевики" и то выставили 22 станции! Четвертый район был представлен 28 участниками, девятый — 49 и, наконец, третий — 64. Любопытно, но в третьем районе было максимальное число участников в подгруппе "стаж плюс возраст более 100 лет", а россияне в подгруппе "стаж более 50 лет" были вообще представлены только третьим районом! Похоже, это становится традицией — второй район игнорирует наши соревнования.

В общем зачете впервые на первое место вышел москвич Александр Гимаев (RZ3AZ). В подгруппе "стаж плюс возраст 100 и более лет" лучшим был Константин Хачатуров (RU3AA). В остальных подгруппах прошлогодние лидеры повторили свой успех: Владимир Поваляев (UA3WW, подгруппа "стаж 50 более лет"), команда коллективной радиостанции RW4LYL (RA4LW, RA4LZ, RN4LP и RU4LM, подгруппа "коллективные радиостанции") и наблюдательВладимир Игнатов (UA3-170-840).

Соревнования будущего года пройдут в январе. Изменений в программе собственно соревнований не будет. Они коснуться только награждения участников. В частности, рост их числа ставит на повестку вопрос о желательности подведении итогов и награждении победителей не только в общем по всем участникам зачете, но и по радиолюбительским районам России, а также по странам-участницам. Эти уточнения будут опубликованы в декабрьском номере журнала и выложены на сайте журнала "Радио".

В итоговых таблицах соревнований по зачетным подгруппам приведены место, позывной, число связей и число очков.

Георгий Члиянц (UY5XE)

Индивидуальные радиостанции — общий зачет

1	RZ3AZ	353	24285
2	RW3QC	338	23274
3	RA3CW	328	23084
4	RW4WR	326	22418
5	UA4LU	316	21759
6	RN3DC	306	20943
7	RK3DK	286	19033
8	UA6LJ	264	18050
9	UY5ZZ	259	17905
10	RA9JR	262	17487
11	UA9CDC	257	17411
12	RN3RQ	255	17368
13	UA3TU	252	17365
14	UA3BL	255	17347
15	RA3NN	251	17343
16	UA9CI	263	17341
17	RK9AD	259	17334
18	UP4L	255	17324
19	RX3VM/4	259	17322
20	UA3RN	255	17320
21	UA9KM	259	17317
22	RW4LC	253	17305
23	UA0ANW	256	17296
24	RN1NP	258	17242
25	UR5HAC	247	17235
26	RN4WA	262	17231
27	UA4YG	253	17053
28	RN1AO	247	16977
29	RA9DZ	314	16973
30	EW8DX	243	16793
31	UY8IF	239	16714
32	RX6CO	253	16660
33	UN9LA	248	15859
34	RW9AB	232	15841
35	RK9CZO	278	15830
36	UR5ATB	237	15758
37	UA9CKS	233	15450
38	UA3XGW	228	15092
39	RK3AD	214	14522
40	UA1NDX	211	14305
41	UA3SEC	207	13855
42	RA1QFU	208	13758
43	UR6IGG	200	13589
44	RW0SC	197	13554
45	UA3VQL	191	13303
46	UA9MAZ	178	12558
47	RU0AB	185	12517
48	RV4AM	183	12517
49	RK9CF	187	12443
50	UA0FZ	188	12436
51	UA9AX	184	12384
52	RK3TM	177	12342
53	RU0AT	178	12320
54	UR3CMA	181	12296
55	RA3WE	185	12215
56	UA3VLO	169	12095
57	RV4HV	176	12070
58	RV9DL	176	11932
59	UA9CNV	171	11851
60	RA3FC	172	11830
61	RX9AY	178	11567
62	RA4POX	168	11446
63	RV6FG	169	11415
64	UR5AGR	165	11324
65	UA3LPF	168	11077
66	UY5LQ	159	11075
67	RK1NA	158	10929
68	UA3QCB	158	10914
69	UA1CEC	156	10697
70	RU3XY	149	10412
71	UA9QCP/3	153	10289
72	RU3VV	150	10194
73	UA6AF	150	10187
74	RU4WE	185	10029
75	RX3ACE	143	9956
76	UA4AAC	139	9945
77	RK3BA	183	9922
78	UA3ARN	142	9704
79	UR4EI	133	8982
80	RK6LP	132	8857
81	RA3ID	121	8702
82	UA3EUW	130	8636
83	UA3DNW	123	8.594
84	RV0AR	132	8543
85	UT1CB	125	8539
86	RZ9UGN	132	8420
87	UA0YAY	120	8148
88	UA1OAM	116	8036
89	RA3MS	120	8025
90	UA4UAR	125	7857
91	UA4SS	120	7830
92	UN7EX	116	7826
93	UT5JCE	113	7811
94	UY5VA	116	7788
95	RW4HM	115	7743
96	UR5EPV	106	7542
97	RW9WW	112	7470
98	RK4YWK	112	7456
99	RV4YM	107	7189
100	RW4LR	104	7125
101	RZ9UF	104	7061
102	UA9CLE	109	7032
103	UA3BZ	102	6821
104	UA9XC	103	6587
105	RW0UU	98	6417
106	UA1AAV	100	6235
107	UA6LP	91	6216
108	UY7MM	95	6019
109	UA9NN	86	5833
110	UA9JMA	84	5728
111	RV9UF	104	5628
112	RV3UD	80	5525
113	YL3FW	80	5337
114	RA9UAP	80	5267
115	RA9UB	79	5241
116	UR7CB	78	5211
117	UA3GGO	80	5125
118	RW0UM	74	5046
119	RV9CLF	76	4970
120	UA0SJ	73	4876
121	RA1TV	71	4793
122	UR3CFB	66	4711
123	UR3AAZ	75	4675
124	RA0CL	70	4516
125	RW4AD	72	4479
126	UA3XBB	67	4355
127	UA0WW	69	4345
128	UA9CEM	65	4145
129	RX6LSZ	63	4083
130	UA0AGI	73	4071
131	RX3RZ	55	3869
132	EW3AC	58	3851
133	UA0AKI	57	3766
134	UR5EHE	50	3604
135	RV3YR	43	3016
136	RW9TN	40	2683
137	RA9UCD	38	2634
138	UR5CQS	37	2388
139	UA0SBQ	38	2356
140	UA0APP	31	2109
141	RW3AQJ	30	2013
142	UA0ZFK	27	1825
143	UR5XFB	24	1650
144	RZ0CQ	24	1559
145	UA9ZF	23	1505
146	UA9FEG	12	798

Индивидуальные радиостанции — стаж 50 и более лет

1	UA3WW	212	14789
2	UA3DKF	112	7585
3	U3TV	102	7268
4	YL2NF	87	6042
5	UA3TJ	82	5581
6	U3DI	73	4908
7	U3FI	40	2883
8	SM3ARR	44	2844
9	RK3AV	33	2445

Индивидуальные радиостанции — стаж плюс возраст 100 и более лет

1	RU3AA	361	25453
2	UA3FA	290	20029
3	UR7QM	251	18010
4	OH5ZZ	213	14533
5	UA0OE	188	12929
6	UA9CL	179	11837
7	UA9ACJ	179	11638
8	UA0ZDA/mm	163	10826
9	U5RK	153	10461
10	UA3YAM	144	9766
11	UA9QA	154	9634
12	RA3ANL	135	9445
13	EW8OK	135	9365
14	UA3XAL	106	7231
15	UA9DD	100	7095
16	RU3AX	97	6714
17	YL2PU	100	6422
18	UA3RO	94	6381
19	UA3WT	88	6119
20	UA4AY	85	5764
21	UA9KAU	79	5326
22	UA3WI	78	5067
23	UT5JAB	71	4504
24	UA0SY	62	4281
25	UA0WI	62	4156
26	R3UB	64	4140
27	UA3GO	61	4084
28	YL2PM	66	3598
29	RX3UX	53	3596
30	UA3WX	49	3361
31	UA9SH	46	3112
32	U1BB	42	3036
33	RX4SB	34	2219
34	UA4AD	10	629

Коллективные радиостанции

1	RW4LYL	360	24917
2	RZ9WWH	372	24796
3	RZ4PZL	326	22105
4	RI4C	278	18945
5	RK3RWL	238	15850
6	RK3DZD	226	15182
7	RK9KWB	217	14924
8	EU7ZZ	201	14073
9	UR4EWO	203	13894
10	RZ4PXJ	201	13535
11	RK4HYT	195	13073
12	RK9SWF	187	12538
13	RK4LWA	171	11697
14	RK3VWJ	164	11043
15	UX8IXX	162	10942
16	RK3PWJ	153	10389
17	RZ9AWK	151	10210
18	RZ9UWZ	151	9850
19	RK9MXS	138	9621
20	RZ4HWK	138	9196
21	RK9MWL	113	7351
22	UR4AWZ	110	7252
23	RK3UWF	105	7082
24	RK9HWZ	99	6852
25	RK3EWA	101	6685
26	RK9CYA	119	6574
27	RA9UWM	102	6361
28	RZ9OWI	85	5672
29	RK9YWD	70	4724
30	RK3WWX	39	2621

Наблюдатели

1	UA3-170-847	281	19472
2	RA4-44-UD	257	17906
3	UA3-155-28	215	15407
4	R3D-223	203	14004
5	UA3-170-101	172	12127
6	R3W-44	84	5993
7	R3W-49	24	1659

ПРОГРАММА DSPFil

Игорь Гончаренко (DL2KQ-EU1TT, dl2kg@qsl.net)

Не вызывает сомнений, что в современном трансивере необходима цифровая обработка сигнала — DSP (digital signal processing). Ее используют почти во всех фирменных аппаратах. Цифровая фильтрация существенно улучшает условия приема в тяжелой помеховой обстановке. В статье рассказано, как осуществить цифровую фильтрацию, используя персональный компьютер со звуковой картой.

Принцип DSP — превратить аналоговый сигнал, подлежащий фильтрации, с помощью АЦП в поток данных, и по специальным алгоритмам цифровой фильтрации произвести его обработку. Затем, подав обработанный сигнал на ЦАП, выполнить обратное преобразование сигнала в аналоговый, но уже не содержащий ненужных нам частотных составляющих.

DSP позволяет создать фильтр с практически любой мыслимой АЧХ, быстро изменить его тип и параметры, обеспечить стабильность характеристик, корреляционную обработку, недоступные аналоговым фильтрам.

Ну, а как быть большинству радиолюбителей СНГ, использующих самодельную или доработанную военную аппаратуру? В домашних условиях сделать похожее аналоговое устройство практически невозможно. Набор обычных фильтров трудоемок в изготовлении и не обеспечит всех возможностей DSP. Но зачем что-то паять, когда у многих рядом с трансивером стоит уже готовое устройство для цифровой обработки сигналов — компьютер со звуковой картой. Достаточно подать на линейный вход звуковой карты сигнал НЧ с выхода трансивера, загрузить программу DSP-фильтрации и на выходе звуковой карты слушать отфильтрованный сигнал.

В данной статье описывается бесплатная программа DSPFil для цифровой фильтрации. Английская версия DSPFil написана Makoto Mori, JE3HHT и лежит на сайте **<ftp://plaza27.mbn.or.jp/~je3hht/>**. Автор этих строк сделал русскую версию DSPFilrus, которая свободно выложена на сайте **<ftp://ftp2.paguo.ru/pub/2001/11/dspfil>** (объем в zip`e — около 200 кБ). DSPFil имеет развитый сервис, множество готовых фильтров (в том числе и корреляционные), окно проектирования, в котором можно самостоятельно создать различные типы фильтров по собственным требованиям.

DSPFil превосходит по своим возможностям известные программы цифровой фильтрации. Например, бесплатная программа YVF представляет собой, по сути дела, только многополосный эквалайзер. А сравнимый по параметрам DSP blaster K6STI требует оплаты, имеет убогий DOS`овский интерфейс, работает только в полноэкранном режиме (т. е. реально, кроме приема, компьютер ничем занять нельзя, при переключении в другое окно он останавливает обработку), имеет очень ограниченные возможности настройки параметров фильтров, а также очень критичен к звуковой карте — работает далеко не со всеми.

Требования к компьютеру

ОС:	Windows 95, 98, NT
Компьютер:	486-й 25МГц или выше (быстрее — лучше).
Дисплей:	Разрешение 640×480 или больше
Звуковая карта:	16-разрядная звуковая карта, с полным дуплексом (платы без FULL-DUPLEX работать не будут).

Установка и удаление

Просто распакуйте файл DSPFilrus.zip в созданную для него директорию (с любым именем) и запустите DSPFilrus.exe. Программа не создает ярлыка на рабочем столе, при желании его можно создать самостоятельно (иконка есть в каталоге программы) средствами Windows.

DSPFil ничего не добавляет к системному реестру Windows, так что для деинсталяции достаточно просто удалить директорию программы, даже не перезагружая компьютер.

Подключение и запуск

Подключите выход НЧ сигнала трансивера (если есть, лучше использовать линейный выход, на котором сигнал не регулируется ручкой "Усиление НЧ") к линейному входу звуковой карты. Если вдруг сигнал НЧ с вашего трансивера очень мал (хотя, по-моему, необходимые для линейного входа 100...200 мВ даст любой трансивер), можно подать сигнал и на микрофонный вход звуковой карты, но это хуже — больше шумов и наводок. Подключите телефоны или громкоговоритель к выходу звуковой платы.

Чтобы слышать только сигнал, обработанный DSPFil, и не слышать прямого прохождения сигнала с линейного входа на выход звуковой карты, в Windows`овской панели управления громкостью поставьте птичку в окошке выключения линейного входа.

Все готово к старту — запускайте программу. Если слышно звук эфира на выходе звуковой карты, можно работать. А если при запуске DSPFil.exe появляется сообщение "Не могу открыть саундкарту!", то или ваша звуковая карта в данный момент занята другой программой (ее надо закрыть), или же она не поддерживает дуплексный режим и DSPFil на ней, увы, не пойдет. Кстати, многие другие радиолюбительские программы для цифровых видов связи, работающие через звуковую карту, такие как MMTTY, MMSSTV, Digipan, HamScope (я перечислил только наиболее распространенные и бесплатные программы), тоже не пойдут на такой карте, поэтому имеет смысл ее заменить.

Основное окно программы

Вид этого окна показан на **рис. 1**. Продолжим настройку программы. Если звук эфира, который вы слышите, прерывается паузами и на индикаторе появляется надпись "Мало", это означает, что при данном быстродействии компьютера установлен слишком малый объем буфера программы для работы в режиме реального времени. Из меню выбора правее надписи "Буфер" установите большее значение (но это увеличивает задержку сигнала на выходе). Надо "поймать" минимальное значение этого параметра, при котором звук на выходе еще не начинает "рваться".

Скорректируйте уровень сигнала на входе, используя средства Windows — панель аудиоконтроля (то же самое можно делать и в самой программе DSPFilrus кнопками "Сиг+" и "Сиг–") или используя регулировку уровня в трансивере. Слишком высокий уровень вызывает искажения в аналоговой части звуковой платы, а на индикаторе программы появляется сообщение "Перегрузка". Отрегулируйте уровень сигнала таким образом: найдите наиболее громкую станцию и добейтесь появления сообщения "Перегрузка", а затем немного убавьте уровень сигнала.

Вверху экрана, кроме уже упомянутых, имеются следующие элементы:



Рис. 1

• Кнопка "ОБ" — обход сигнала, минуя DSPFil. Полезна для оценки эффекта от работы программы — нажав эту кнопку, послушайте необработанный сигнал.

• Меню выбора "Fo...Гц" —для выбора центральной частоты фильтра. Ее значение можно выбрать из списка или ввести вручную.

• Меню выбора "Q" — для установки добротности фильтра. Максимальное ее значение зависит от производительности компьютера. Увеличение Q дает более крутые скаты АЧХ, но одновременно возрастает время обработки сигнала (запаздывание).

• Кнопка "Вход по переменному току" — включает закрытый (по переменному току) вход звуковой карты. Это полезно в том случае, если ваш трансивер выдает паразитные низкочастотные составляющие (фон 50 Гц, например) или имеет на выходе постоянное напряжение, отличное от нуля. Имейте в виду, это выполняется программно и увеличивает загрузку процессора, поэтому лучше иметь сигнал с трансивера без постоянного смещения и фона, для чего достаточно обычного разделительного конденсатора.

• Два окна управления индикатором спектра. Окно "Показ" позволяет выбрать, что именно показать на индикаторе — ничего, входной или выходной сигнал. В окне "Полоса" устанавливают полосу обзора индикатора.

•Окно внизу справа показывает АЧХ включенного в данный момент фильтра.

Готовые фильтры

В левой части окна расположены кнопки включения уже установленных фильтров. Чтобы детально рассмотреть АЧХ и характеристики любого из этих фильтров, достаточно нажать кнопку желаемого фильтра и затем кнопку "Хар". В открывшемся окне видно увеличенную АЧХ и подробные характеристики выбранного фильтра.

Греб 1 — Греб 6. Это — шесть разных гребенчатых фильтров. Гребенчатый фильтр представляет собой несколько параллельно включенных полосовых фильтров с одинаковой полосой, но разными центральными частотами. Результирующая АЧХ напоминает гребенку с зубьями, откуда и пошло название фильтра. Фактически берется полосовой фильтр на частоту F_o (например, 500 Гц) и полосой f, и его АЧХ циклически повторяется на нечетнократных частотах (в нашем примере $F_o×3$ = 1,5 кГц, $F_o×5$ = 2,5 кГц, $F_o×7$ = 3,5 кГц и т. д.). Между максимумами АЧХ затухание фильтра задается величиной A.

Как установить параметры гребенчатого фильтра? Частота F_o задается в окошке вверху "Fo", т. е. мы можем устанавливать ее какой необходимо. Полоса f фиксирована и дискретно уменьшается от $f = 1/3F_o$ в фильтре "Греб 1" до $f = 1/10F_o$ в фильтре "Греб 6". Заметим, что в фильтрах "Греб 1—3" затухание между горбами АЧХ составляет 20 дБ, а в фильтрах "Греб 4—6" — 40 дБ.

Гребенчатые фильтры применяются для приема SSB сигналов в условиях, когда другой мешающий SSB сигнал расположен точно на частоте полезного. В таких случаях все другие типы фильтров бесполезны. Полезный эффект основывается на том, что энергия SSB сигнала распределена не равномерно, а в зависимости от особенностей конкретного голоса сконцентрирована в относительно нешироких участках спектра. Крайне маловероятно, чтобы мешающий сигнал имел бы такое же спектральное распределение. Поэтому при удачном подборе параметров гребенчатого фильтра (совпадении его максимумов АЧХ с областями, в которых сосредоточена большая часть энергии полезного SSB сигнала) можно заметно улучшить отношение сигнал/помеха.

Более того, многие типы фирменных трансиверов имеют функцию формирования АЧХ звукового тракта передачи именно гребенчатым фильтром, производя характерный, "пронзительный" SSB сигнал, применяемый в тестах и pile-up`ах. И при приеме такого сигнала гребенчатый фильтр дает очень солидный выигрыш. При включении гребенчатого фильтра громкость сигнала падает, поскольку он пропускает только часть энергии полезного сигнала. Как правило, более практичными являются фильтры "Греб 1—3" с небольшим (20 дБ) затуханием, позволяющие немного слышать, что же происходит между полосами пропускания фильтра.

Конечно, используя такой тип фильтров, придется потрудиться, подбирая вручную оптимальную частоту F_o и переключая фильтры "Греб 1—6", выбирая наилучшие для данного сигнала полосы и затухание между полосами, но игра стоит свеч! Повторю, это единственный тип фильтра, способный что-то сделать, когда мешающий SSB сигнал совпадает с полезным по частоте и амплитуде.

Другим полезным качеством этого типа фильтров является подавление второй гармоники, поэтому применение гребенчатого фильтра может повысить разборчивость одиночного "перекачанного" SSB сигнала.

500 Гц — 70 Гц. Это — обычные полосовые фильтры для CW с выбираемой кнопкой полосой пропускания. Для минимизации "звона" и затягивания фронтов на импульсных телеграфных сигналах в этих фильтрах использован алгоритм FIR (конечного импульсного отклика), обеспечивающий минимальные фазовые искажения. В качестве центральной частоты и добротности этих фильтров используются параметры, установленные ранее в меню выбора "Fo" и "Q". Затухание за полосой пропускания этой группы фильтров — 60 дБ. Для получения максимальной крутизны скатов рекомендуется выставлять наибольшее значение Q, которое "вытягивает" ваш компьютер. Но слишком большая величина Q увеличивает время обработки сигнала (задержку). Разумным компромиссом является диапазон Q = 100...256.

При использовании этих фильтров имеет смысл сначала включать фильтр с широкой полосой пропускания, а потом, ориентируясь по приему и положению сигнала на верхнем индикаторе, ступенчато ее снижать. Иначе, из-за очень высокого подавления сигналов за полосой пропускания, легко потерять полезный сигнал при не очень точной настройке на него.

2,7 кГц — 1,8 кГц. Это фиксированные полосовые фильтры для SSB с верхней частотой среза, выбираемой кнопкой. Для всех фильтров этой группы затухание за полосой пропускания — 60 дБ, нижняя частота среза — 200 Гц. Установка "Fo" не влияет на параметры этих фильтров. Они хорошо подрезают "хвосты" от соседних по частоте станций.

Группа корреляционных фильтров

Сюда входят фильтры, параметры которых динамически меняются в соответствии с принимаемым сигналом. Принцип их работы основан на том, что принимаемые сигналы являются в какой-то степени регулярными, а шумы — случайными. Входной сигнал проходит через линию задержки с отводами, и с этих отводов сигналы перемножаются и сравниваются. Естественно, что регулярный (имеющий высокую корреляцию) полезный сигнал при этом возрастает в большей степени, чем случайные (не имеющие корреляции) шумы. Математический алгоритм обработки называется методом наименьших квадратов (least-mean-square или LMS) и весьма сложен. Результатом обработки является заметное возрастание отношения сигнал/шум, что очень полезно при приеме слабых, зашумленных сигналов.

На параметры этой группы фильтров не влияют установки “Fo” и “Q”. На диаграмме в правом нижнем углу можно видеть, как динамически меняется АЧХ, адаптируясь к принимаемому сигналу.

Применение этой группы фильтров полезно, когда мешающий сигнал некоррелирован (шум). Использование же таких фильтров при мощных коррелированных помехах (другая станция) может дать отрицательный эффект — фильтр потеряет нужный сигнал и захватится помехой. Он же не знает, что именно вы слушаете, его задача вытягивать коррелированные сигналы — hi.

Кор CW1. Это узкий и медленный (с невысокой скоростью изменения АЧХ) корреляционный фильтр для телеграфа. Хорошо подходит для "вытягивания" одиночного слабого сигнала, "подплывающего" по частоте или "дрожащего" от полярного эха.

Кор CW2. Более широкий и быстрый фильтр. Он не вырезает "по бокам" все полностью, оставляя возможность обзорного контроля. Кроме того, в отличие от предыдущего, имеет встроенную АРУ. Без АРУ в случае совсем слабых сигналов фильтр перестает понимать, к чему именно он должен адаптироваться (сигнал-то пропал!), что приводит к снижению уровня выходного сигнала. Данный фильтр хорошо "вытягивает" и сигналы с глубокими и быстрыми QSB.

Кор SSB. Это корреляционый шумопонижающий фильтр для SSB. Речевой сигнал имеет меньшую автокорреляцию, чем телеграфный, так что результаты не так хороши, как в CW. Тем не менее увеличить на балл-другой отношение сигнал/шум вполне можно. Эффективен при слабых сигналах, а также при шумоподобных помехах. Кроме того, этот фильтр эффективно ослабляет "хвосты" от соседних по частоте SSB станций (правда, при условии, что они не громче основного сигнала).

Кор реж. Автоматический режекторный фильтр для SSB. В принципе, это тот же фильтр Кор CW1, но с инверсной логи-

кой работы — все что фильтр Кор CW1 пропускает на выход, фильтр Кор реж вырезает из спектра обрабатываемого сигнала. Чрезвычайно эффективен против узкополосных, нестабильных по частоте помех. Например, если кто-то "ставит" на вашу частоту несущую и игриво покручивает ручку настройки туда-сюда (чтобы не вырезали простым режекторным фильтром), то корреляционный режектор справится с подавлением этой помехи.

Фильтры пользователя (Юзера 1 — 6). Окно конструирования

Кнопки "Юзера 1 — 6" включают настраиваемые пользователем фильтры. По умолчанию там установлено несколько фильтров, не совпадающих с описанными выше. Для изменения характеристик из списка в окошке "Фильтры юзера" выберите, какой (1—6) фильтр вы хотите настраивать, и нажмите кнопку "Констр". В открывшемся окне конструирования (**рис. 2**) в верхнем правом углу имеется такой же, как и в главном окне, панорамный индикатор спектра и такие же два окна управления им. Окно внизу слева показывает АЧХ включенного в данный момент фильтра. В окне "Тип" вы задаете тип конструируемого фильтра. Обратите внимание — дополнительно к готовым фильтрам в главном окне здесь вы можете создать простой (неадаптивный, фиксированный) режекторный фильтр.

Окно "Множит. шкалы" на самом деле задает частоту дискретизации (выборок) входного сигнала $F_д$ и, следовательно, определяет верхнюю обрабатываемую частоту входного сигнала F_{max} в соответствии с **таблицей**.

Для уменьшения загрузки процессора имеет смысл выбирать наименьшую $F_д$

"Множит. шкалы"	$F_д$ (Гц)	F_{max} (Гц)
"нет"	11025	5512,5
"x2"	5512,5	2756
"x3"	3675	1837

(т. е. наибольший множитель шкалы). Но использование множителя "×2" возможно только в случае, если верхняя частота среза проектируемого фильтра ниже, чем 2,4 кГц, а "×3" — если ниже 1,6 кГц.

Установки ФВЧ, ФНЧ, полосовых и режекторных фильтров. Выберите желаемый тип фильтра в окне "Тип". В полях "Q", "Fнч", "Fвч", "Затухан", "Усил" задайте соответственно желаемые добротность, нижнее значение частоты среза фильтра, верхнее значение частоты среза (для ФВЧ и ФНЧ, поскольку у них одна частота среза, одно поле будет неактивно), затухание за полосой и усиление (обычно 1).

Теперь, нажав кнопку "ОК", вы создадите фильтр с заданными характеристиками. Если он вас устраивает — нажмите кнопку "Задать", и этот фильтр будет сохранен как соответствующий фильтр "Юзера". Обращаю внимание на то, что в поле "Затухан" не имеет смысла ставить значение затухания свыше 80 дБ. DSPFil позволяет реализовать и значительно более высокие значения, но динамический диапазон линейного входа звуковой карты составляет в лучшем случае 70 дБ (это для очень хороших карт, для большинства же распространенных — от силы 60 дБ), поэтому большее значение затухания приводит только к бесполезной загрузке процессора, но не к реальному улучшению подавления.

Установки корреляционных фильтров. В поле "Тип" выберите "Корреляц". Теперь вы можете установить следующие параметры:

- "Q" — добротность.
- "Задер" — число виртуальных отводов линии задержки сигнала. Допустимый диапазон значений 0...4096.
- "μ" — скорость ответа. Допустимый диапазон значений 0,001...0,05.
- "Gm" — коэффициент формирования. Допустимый диапазон значений 0,998...0,9999.

Большее значение μ дает ускоренную реакцию фильтра, но замедленную сходимость его параметров к параметрам сигнала. Меньшие значения Gm приводят к быстрому снижению коэффициента передачи фильтра, когда входной сигнал отключен или мал. Это дает лучшее подавление шумов в паузах, но при сигнале с быстрыми QSB может привести к потере части сигнала. Чтобы избежать этого, установите флажок в поле АРУ, тогда DSPFil автоматически увеличивает уровень слабых входных сигналов.

Установка флажка в поле "режект" приводит к инверсной логике работы фильтра — он пропускает на выход только то, что ранее вырезал. Это режим корреляционного режекторного фильтра, предназначенного для вырезания из сигнала разнообразного относительно узкополосного коррелированного "мусора" (несущие, телетайп, CW), причем фильтр будет следить за изменениями параметров этого "мусора" и автоматически подстраиваться под них.

Сохранение и загрузка фильтров. Если вы хотите сохранить параметры фильтра в отдельном файле (скажем, для дальнейшего использования или если вы спроектировали больше шести своих фильтров, и для них не хватает кнопок "Юзера 1— 6"), то в окне конструирования, после установки всех параметров фильтра, вместо кнопки "Задать" нажмите кнопку "Сохранить", и параметры будут сохранены в файле с расширением *.def. Загрузка ранее сохраненных фильтров производится кнопкой "Открыть".

Недостатки DSPFil

1. Общий для всех DSP программ недостаток — задержка сигнала при обработке примерно на 0,5 с (зависит от производительности компьютера, полосы и добротности фильтра). Поэтому при настройке, особенно с узкополосным фильтром, возможны странноватые эффекты запаздывания, надо привыкнуть. Или настраиваться при выключенном DSPFil, а потом, определившись с принимаемой станцией, его включать. При передаче CW слушать самого себя при включенном DSPFil нельзя — попробуйте-ка работать ключом, слыша себя с запаздыванием в полсекунды! Поэтому для нормальной работы с DSPFil придется сделать простейший релейный коммутатор, который по сигналу TX с трансивера переключает наушники с выхода звуковой карты непосредственно на выход трансивера. Этим же коммутатором удобно отключать DSPFil.

2. Недостаток именно этой программы. В отличие от DSP blaster`a K6STI, в DSPFil нельзя одновременно включить несколько фильтров. Может работать или ФВЧ, или ФНЧ, или полосовой, или корреляционный следящий, или режекторный. А использовать все вместе или их определенную комбинацию нельзя. А иногда хочется иметь комбинацию фильтров.

Заключение

Описываемая программа — весьма мощный и гибкий инструмент цифровой обработки сигнала. Конечно, обработка на звуковой частоте — не предел мечтаний. Однако во многих фирменных трансиверах (570-й, 870-й) DSP обработка идет именно на аудиочастоте. Естественно, что DSP фильтрация не панацея от всех бед — уже искаженные в аналоговом тракте трансивера сигналы, "обогащенные" комбинационными спектральными составляющими, DSPFil (как и любая DSP) очистить не в силах. Поэтому необходима хорошая линейность приемника.

Тем не менее даже с упомянутыми ограничениями, программа DSPFil очень полезна на практике. Во многих случаях она позволяла мне "вытащить" из шумов и помех те сигналы, которые без нее вряд ли были бы приняты. ■

Рис. 2

КОММУТАТОР И АНТЕННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ ДИАПАЗОНОВ 144 И 430 МГц

И. НЕЧАЕВ (UA3WIA)

С помощью описываемого устройства можно осуществлять коммутацию двух антенн и антенного усилителя (АУ). Оно состоит из двух блоков — антенного и управляющего. При переходе на передачу АУ автоматически отключается.

Схема антенного блока показана на **рис. 1**. Его размещают вблизи от антенн. Питают блок по кабелю снижения, а управление им осуществляется изменением питающего напряжения, поступающего на гнездо XW3 и далее через дроссель L1 — на узел управления (VT1—VT3) и на УВЧ (VT4). Если питающее напряжение отсутствует или не превышает 1,5 В, реле K1—K3 будут обесточены, а трансивер через их контакты подключен к антенне 1 (гнездо XW1). АУ при этом не работает.

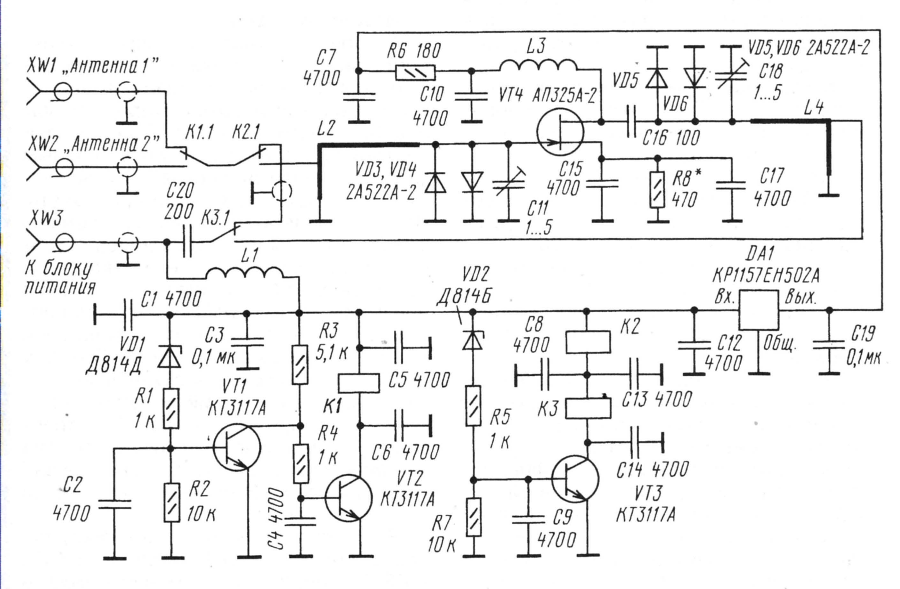


Рис. 1

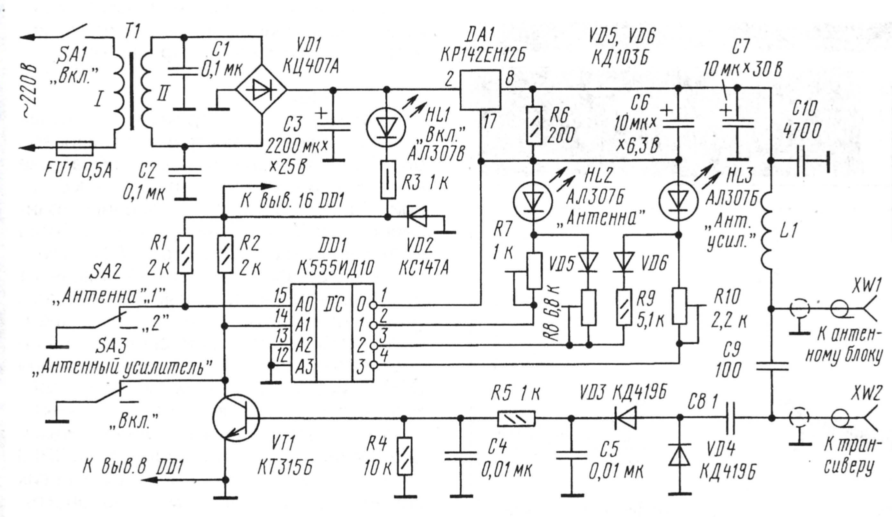


Рис. 2

Чтобы подключить антенну 2, на блок подают напряжение питания около 7 В. При этом открывается транзистор VT2, срабатывает реле K1. Для того чтобы включить АУ, на устройство подают напряжение 11 или 15 В. Если трансивер должен работать с антенной 2, подают напряжение 11 В. При этом откроется транзистор VT3, реле K2 и K3 сработают и подключат АУ. При переходе в режим передачи питающее напряжение автоматически уменьшается до 7 В и АУ отключается. Если трансивер работает с антенной 1, то при включении АУ подают напряжение 15 В. Откроется транзистор VT1, а VT2 закроется. Реле K1 обесточится, поэтому будет подключена антенна 1 и АУ. При переходе в режим передачи питающее напряжение уменьшится до 1,2 В, поэтому АУ отключится (антенна 1 останется подключенной).

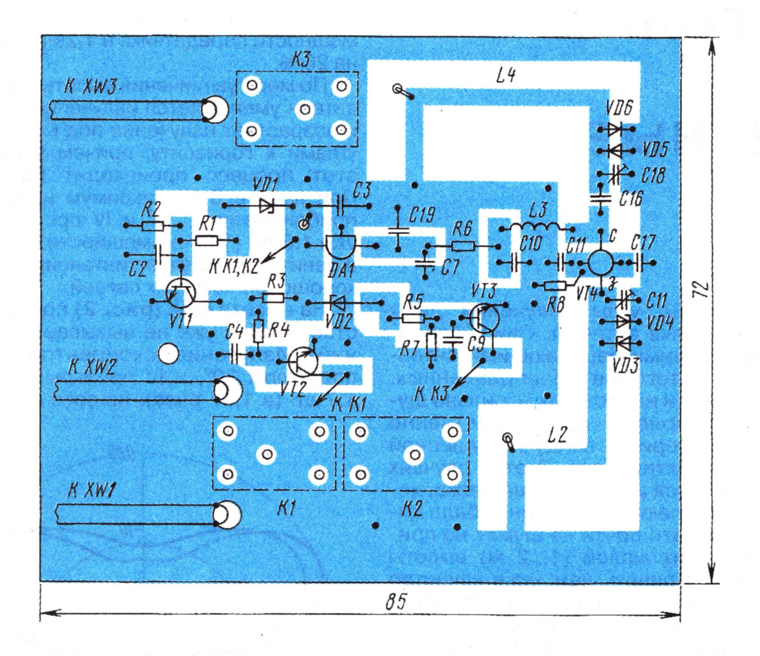
АУ собран на малошумящем полевом транзисторе и обеспечивает усиление около 12 дБ на диапазоне 430 МГц при полосе пропускания примерно 10 МГц. На входе и выходе транзистора установлены согласующие LC-контуры на полосковых линиях и защитные диоды. Напряжение питания АУ стабилизировано микросхемой DA1. В предлагаемом варианте блока описан усилитель на диапазон 430 МГц, но взамен него можно установить усилитель диапазона 144 МГц, немного изменив печатную плату (см. статью "Антенный усилитель диапазона 2 метра" в "Радио", 2000, № 1, с. 62, 63.)

Схема блока питания показана на **рис. 2**, а алгоритм его работы приведен в **таблице**. На трансформаторе T1, диодном мосте VD1 и конденсаторе C3 собран выпрямитель с выходным напряжением 23...25 В. Микросхема DA1 — управляемый стабилизатор напряжения. Диоды VD3 и VD4 — детектор ВЧ напряжения.

Блок подключают к трансиверу через разъем XW2, а кабель снижения — к XW1. Переключают режимы тумблерами SA2 и SA3.

Антенна	Антенный усилитель	Выходное напряжение, В	
		Прием	Передача
1	Выкл.	1,2	1,2
2	Выкл.	7	7
1	Вкл.	15	1,2
2	Вкл.	11	7

В режиме работы с антенной 1 и выключенном антенном усилителе (как показано на рис. 1 и рис. 2) на входах дешифратора низкий логический уровень, он же присутствует на выходе 0 DD1, на выходе микросхемы DA1 напряжение 1,2 В. Если перевести тумблер SA2 в положение "2", то на вход A0 дешифратора DD1 поступит высокий уровень. Состояние дешифратора изменится, выходное напряжение блока увели-



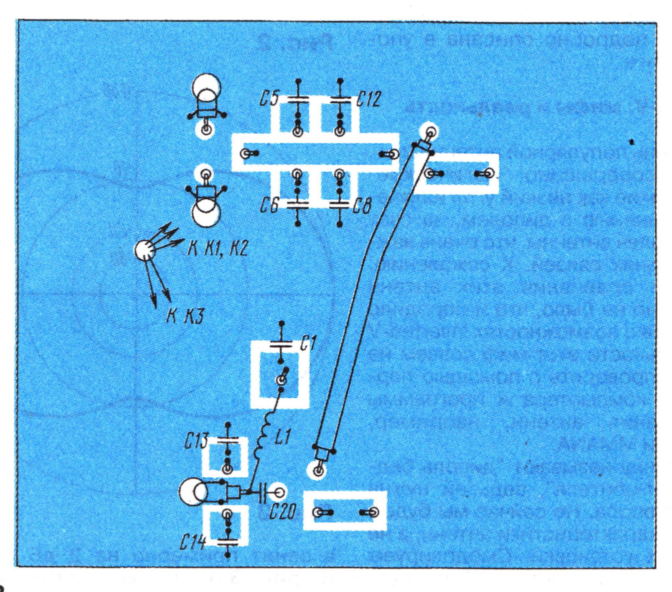


Рис. 3

чится до 7 В и загорится светодиод HL2.

Тумблером SA3 включают АУ. При переходе в режим передачи ВЧ сигнал трансивера выпрямляется диодами VD3, VD4 и поступает на транзистор VT1. Он открывается и устанавливает на входе A1 дешифратора низкий уровень. Это приведет к тому, что АУ будет отключен. Иными словами, блок питания позволяет осуществлять независимое переключение антенн и включение АУ.

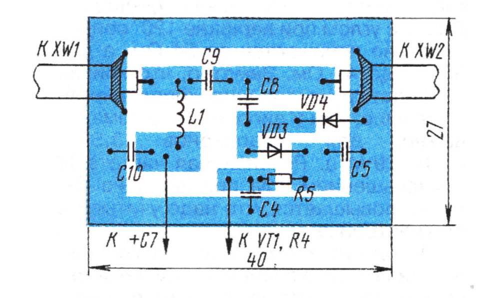


Рис. 4

Большинство деталей антенного блока размещены на печатной плате из двусторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм, эскиз которой показан на **рис. 3**. Обе стороны соединены друг с другом по краю платы с помощью фольги, кроме того, они соединены и через отверстия в плате. Плату размещают в металлическом корпусе, на одной из стенок которого устанавливают гнезда XW1—XW3. Гнезда надо применить блочно-кабельные.

В АУ можно применить транзисторы VT1—VT3 серий КТ3102 с буквенными индексами А—Е, КТ312В, КТ503Б, КТ503Г; VT4 — АП324А-2, АП324Б-2, АП343А-2. Стабилитрон VD1 — любой маломощный с напряжением стабилизации 14...16 В, VD2 — 9...11 В. В усилителе диапазона 144 МГц диоды VD3—VD6 можно заменить на КД522Б. Подстроечные конденсаторы — КТ4-25, постоянные желательно применить К10-17 или другие малогабаритные с выводами минимально возможной длины. Реле К1—К3 — РЭК-43 с напряжением срабатывания около 5 В. Дроссели L1 и L3 намотаны проводом ПЭВ-2 0,4 на оправке диаметром 3...3,5 мм и содержат 8...10 витков (12...15 витков для диапазона 144 МГц).

Налаживание устройства сводится к настройке входного и выходного контуров усилителя на центральную частоту диапазона. Для повышения устойчивости работы усилителя на вывод стока рекомендуется нанести немного поглощающего материала на основе карбонильного железа.

Макет антенного блока имел следующие параметры: вносимые потери в режиме передачи были 0,35 (144 МГц) и 0,45 дБ (430 МГц), а КСВ соответственно 1,15...1,2 и не более 1,1. Затухание сигнала со стороны неподключенной антенны составило –36 и –30 дБ.

В блоке питания транзистор VT1 можно заменить на КТ3102 с любым буквенным индексом или транзистор серии КТ312 с индексами А—В. Диодный мост VD1 — любой с допустимым обратным напряжением не менее 100 В и током не менее 100 мА. Светодиоды можно применить любые с рабочим током до 15...20 мА и падением напряжения не более 3 В. Полярные конденсаторы — К50-6, К50-16 или аналогичные импортного производства, остальные — К10-17, причем С4, С5, С8—С10 должны иметь выводы минимальной длины. Дроссель L1 аналогичен дросселю L1 антенного блока. Подстроечные резисторы — СПЗ-19, постоянные — МЛТ, С2-33. Тумблеры SA1—SA3 — МТ-1 или аналогичные.

Часть деталей блока питания размещена на печатной плате из двусторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм, эскиз которой показан на **рис. 4**. По периметру платы обе стороны соединены друг с другом фольгой. Остальные детали можно смонтировать произвольно, в том числе и навесным монтажом. Микросхему DA1 необходимо разместить на теплоотводе площадью около 100 см^2.

Налаживание блока питания сводится к установке требуемых значений выходного напряжения в соответствии с таблицей. При этом сигнал передатчика можно имитировать установкой резистора сопротивлением 10 кОм между катодом стабилитрона VD2 и базой транзистора VT1. ■

ОПТИМАЛЬНЫЙ УГОЛ ИЗЛУЧЕНИЯ И РАСПРОСТРАНЕННЫЕ АНТЕННЫ

Александр БАРСКИЙ (VA3TTT)

В радиолюбительской литературе мало внимания уделяется оптимальным углам излучения антенн на НЧ диапазонах. Но эта информация полезна при моделировании антенн с помощью компьютерных программ, в которых достаточно точно рассчитывается вертикальный угол излучения. Она позволяет строить антенны не вслепую, а знать, какой угол излучения оптимален, и что можно ожидать от будущего проекта.

Я позволю себе воспользоваться данными из книги ON4UN (John Devoldere "ON4UN`s Low Band DX-ing", 3-rd edition, ARRL, 1999), где очень хорошо освещен этот вопрос. Думаю, что человеку, сработавшему на 3,5 МГц с 343 странами и имеющему DXCC # 1 на этом диапазоне, а на 1,8 МГц — 245 стран, вполне можно доверять. Результаты тестов, проводившихся между Англией и Северной Америкой, показали, что с вероятностью более 99 % углы прихода DX-сигналов в диапазоне 7 МГц лежат в пределах 11...37 ° (средний угол 22°), в диапазоне 3,5 МГц — 13...53° (средний угол 33°). Для диапазона 160 метров считаются оптимальными углы 20...40°.

Далее тесты показали, что при ночном прохождении на 3,5 МГц в направлении восток—запад для дистанций менее 6000 км оптимальные углы составят 35...45°. При том же направлении и дистанции, но в период сумерек или на рассвете оптимальные углы составят 20...40°, а для дистанций от 6000 до 20000 км — 15...25°. Для трасс, проходящих через авроральную зону, а также для коротких трасс (до 1600 км) — 15...25°.

Из сказанного видно, что хорошая антенна на НЧ диапазоны не должна излучать под углом к горизонту более 50°. Рассмотрим теперь вопрос о минимальном угле излучения.

Для многих из нас первой настольной книгой по антеннам была книга Ротхаммеля. Книга очень полезна, но содержит массу ошибок, которые вводят в заблуждение неискушенного радиолюбителя. В частности, ошибочно утверждение о том, что чем меньше угол излучения антенны, тем лучше. Это утверждение справедливо для верхних диапазонов, где несколько иной механизм прохождения радиоволн. К примеру, антенна GP высотой 5λ/8 никогда не будет хорошо работать на 3,5 и 1,8 МГц, так как. излучает под углом порядка 10°, а это слишком маленький угол излучения для этих диапазонов.

Известно, что при равных условиях (высота установки, качество земли) наименьшие углы излучения дают вертикальные антенны. Они считаются наилучшими передающими антеннами в категории ненаправленных. Имеют они и недостаток — сильно шумят на прием, преимущественно в летний период, ввиду повышенной грозовой активности. В этих случаях применяются антенны Бевереджа, которые уступают всего один S-балл диполю, но зато почти не шумят на прием из-за их малой (1...2 м) высоты подвеса. Причем, чем хуже качество земли, тем лучше работает эта антенна. Она будет очень плохо работать, например, вблизи моря или большого водоема. Антенны Бевереджа применяются большинством контест-станций на НЧ диапазонах. Работа этих антенн очень подробно описана в упомянутой книге.

Inverted-V: мифы и реальность

Этой очень популярной антенне приписывают совершенно "магические" свойства, такие как низкий угол излучения по сравнению с диполем, за счет наклонных плеч антенны, что очень важно для дальних связей. К сожалению, подробного сравнения этих антенн опубликовано не было, что и породило массу мифов о возможностях Inverted-V (IV). В реальности этот миф совсем не так трудно проверить с помощью персонального компьютера и программы моделирования антенн, например, EZNEC-3 или MMANA.

Эту антенну называют "диполь бедного радиолюбителя", ведь ей нужна всего одна опора. Но сейчас мы будем разбирать характеристики антенн, а не удобства их установки. Смоделируем последовательно диполь и IV для разных высот подвеса на частоте 14,1 МГц. На **рис. 1** показаны диаграммы направленности диполя и IV, расположенных на высоте 0,25λ. Мы видим , что диполь примерно на 0,6...1 дБ превосходит IV. Это не очень много, но тем не менее соответствует увеличению выходной мощности передатчика в 1,26 раза, т. е. на 26 %.

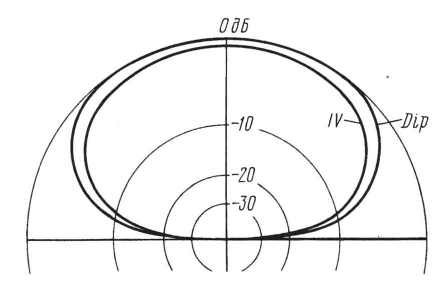


Рис. 1

По мере увеличения высоты подвеса антенн уменьшается излучение в зенит и возрастает излучение под меньшими углами к горизонту, причем у диполя этот процесс происходит быстрее. При высоте 0,4λ максимум излучения приближается к 36° и IV проигрывает уже 1,3 дБ (1,35 по мощности), но зато в зенит она излучает интенсивнее, что хорошо для ближних связей.

На высоте 0,5λ (**рис. 2**) преимущество диполя уже не вызывает сомнений. Излучение сконцентрировано под углом 30°, и IV проигрывает уже 1,7 дБ (в 1,47 раза), но зато излучает в зенит примерно на 2 дБ больше. На **рис. 3** показаны практически совпадающие азимутальные диаграммы антенн. Обратите внимание на неравномерность диаграммы, достигающую 10 дБ!

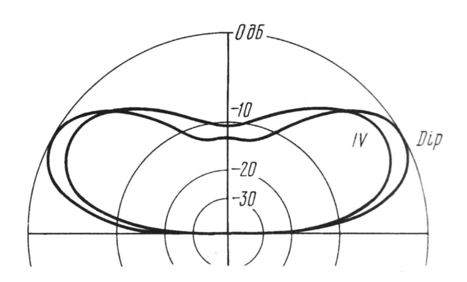


Рис. 2

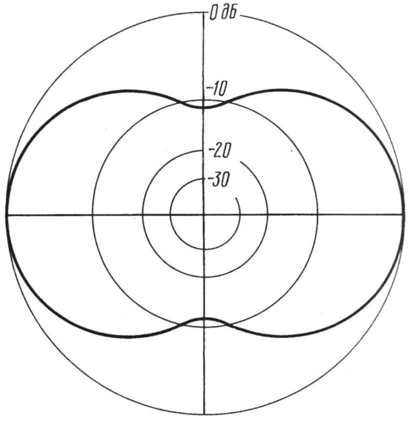


Рис. 3

На частоте резонанса диполь имеет входное сопротивление, почти равное 75 Ом, и обеспечивает прекрасное согласование с 75-омным фидером. Для IV с углом при вершине 120° сопротивление понижается до 54 Ом, а для 90° — до 43 Ом. Заметно, что кривая КСВ идет круче, т. е. широкополосность IV меньше, чем у диполя, а это немаловажно для диапазонов 3,5...4 и 28...29 МГц. Резонансная частота IV с уменьшением угла при вершине немного повышается, что надо учитывать при настройке.

Исходя из всего изложенного можно сделать заключение, что IV несколько уступает диполю, причем разница увеличивается с высотой подвеса.

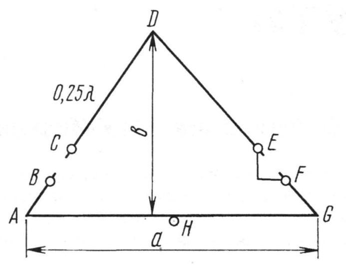


Рис. 4

Следует скептически относиться к утверждению, что IV работает во всех отношениях лучше. Для тех, у кого нет возможности установить диполь, можно рекомендовать IV с углом при вершине не менее 120°, как близкий аналог. А вообще, иногда нужна и антенна с зенитным излучением, к примеру, для областного чемпионата на КВ. В этом случае можно рекомендовать опустить плечи диполя, сделав из него IV, или же снизить высоту подвеса до 0,25λ и даже ниже.

Об антенне Delta Loop

Много различных публикаций довелось прочесть на тему о Delta loop (DL), широко применяемых нашими радиолюбителями. Но ни в одной из публикаций не были так полно раскрыты все особенности этих популярных антенн, как это сделано в упомянутой книге. Приведу только основные, базовые моменты из нее, относящиеся к DL. Сразу оговорюсь, что речь идет только о рамках, подвешенных вертикально. Из всех петлевых антенн DL считается наихудшей, так как занимает наименьшую площадь в пространстве при заданном периметре. Лидирует в этой группе антенн круглая петля, затем идут восьмиугольник, шестиугольник, квадрат и в конце списка — треугольная DL. Разница не столь значительна, но все же есть. Антенну называют "квадрат бедного радиолюбителя". Она очень удобна тем, что подвешивается только в одной точке.

Резонансная длина DL от 1,05 до 1,06 длины волны. Максимум выигрыша антенны получается при отношении длины основания a к высоте b (**рис. 4**): a/b = lg(100 F), где F — рабочая частота в МГц. Отношение a/b для диапазона 7 МГц получается около 2,9, а для 3,5 МГц — 2,6. Как и квадрат, дельта может излучать радиоволны как с горизонтальной, так и с вертикальной поляризацией.

Рассмотрим для начала антенну с вертикальной поляризацией. Точки питания — B и C, причем центральная жила кабеля подключена к точке C, а расстояние CD равно 0,25λ. В этом случае мы получаем два наклонных четвертьволновых элемента CD и ED, соединенных вершинами в узле тока — точке D. Первый элемент имеет свой собственный противовес BAH , второй — FGH. Распределение токов в нижней стороне встречное, с узлом тока в точке H, поэтому их излучение взаимно компенсируется. Можно разомкнуть антенну в точках D и H, и на ее работе на основной частоте это никак не отразится. Но в этом случае она станет однодиапазонной.

Излучения сторон AD и GD складываются, так как стороны возбуждаются в фазе. Таким образом, DL эквивалентна двум синфазным вертикалам, разнесенным на 0,25...0,3λ. Такая система имеет увеличенный выигрыш для направлений, перпендикулярных плоскости антенны, к тому же не нуждается в системе противовесов как одиночный вертикал.

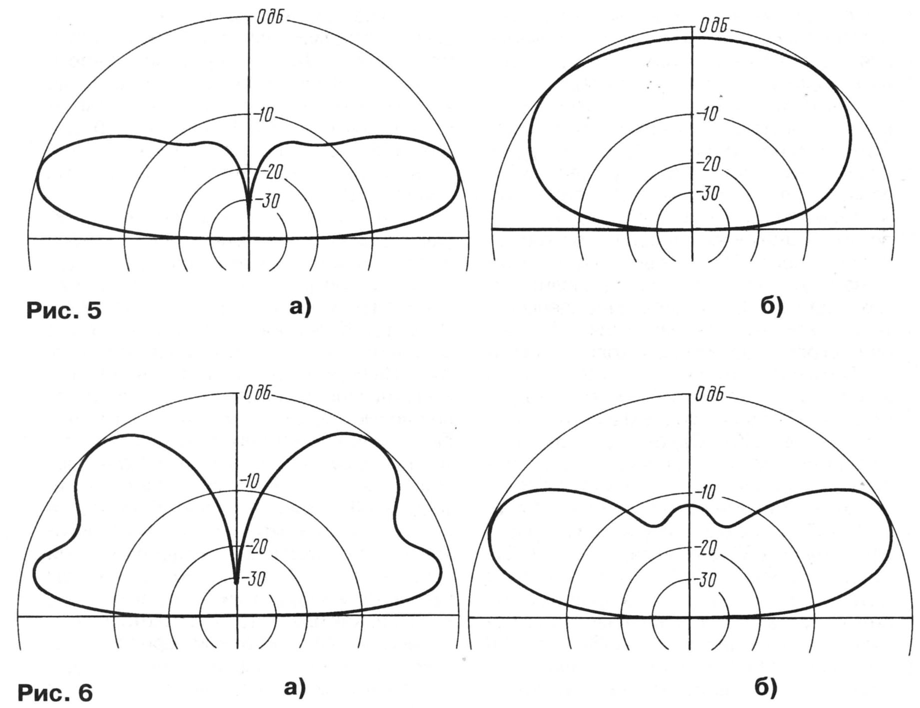


Рис. 5 а) б)

Рис. 6 а) б)

На работу всех вертикальных антенн оказывает большое влияние качество земли. От него зависит интенсивность излучения под низкими углами. DL с вертикальной поляризацией не критичны к высоте подвеса, как и все вертикалы. На 3,5 МГц, например, достаточно высоты нижней стороны от земли 3 м, а верхней точки — 21 м. Если запитать DL в точках A или G, то горизонтальные токи в нижней стороне не будут полностью компенсироваться и появится значительная часть излучения с горизонтальной поляризацией под углами, близкими к зениту, т. е. совершенно бесполезными при работе на дальние дистанции.

Теперь рассмотрим вариант питания антенны с горизонтальной поляризацией. Запитаем ее, для наглядности, в точке D. В этом случае получается IV с подключенным к ее концам диполем BAHGF. В этом варианте наша DL будет работать так же, как любая горизонтально поляризованная антенна, с очень сильной зависимостью от качества земли и от высоты подвеса. Если подвесить даже горизонтальный диполь диапазона 3,5 МГц на высоту 21 м, то мы получим почти исключительно зенитное излучение.

При плохой земле DL с горизонтальной поляризацией лучше, чем с вертикальной при углах излучения более 35°. Меньшие углы — прерогатива антенн с вертикальной поляризацией. Максимальный выигрыш DL с вертикальной поляризацией на 2 дБ меньше, чем DL с горизонтальной, но последняя имеет этот выигрыш при углах, близких к зениту, в то время как у DL с вертикальной поляризацией этот выигрыш получается при углах около 25°.

DL с вертикальной поляризацией ослабляют сигналы, приходящие с зенита, т. е. местных станций, которые и так слышны очень хорошо. При хорошей земле DL с вертикальной поляризацией обеспечивают до 10 дБ выигрыша для сигналов дальних станций.

Для иллюстрации сказанного взглянем на диаграммы направленности в вертикальной плоскости, рассчитанные программой EZNEC-3 для DL на диапазон 7 МГц, подвешенной вертикально над землей среднего качества. На **рис. 5,а** и **б** даны диаграммы DL для вертикальной и горизонтальной поляризаций соответственно. Высота нижней стороны над землей 10 м. Преимущество DL с вертикальной поляризацией очевидно. Оно сохраняется и при меньших высотах. На **рис. 6** высота нижней стороны 20 м. Здесь уже лидирует DL с горизонтальной поляризацией (рис. 6,б). Эти расчетные графики очень наглядно показывают преимущество DL с вертикальной поляризацией при малых высотах подвеса над землей.

Из своего личного опыта эксплуатации этих антенн могу сказать, что если настроить в резонанс антенну для горизонтальной поляризации, то при переходе на вертикальную, т. е. при замене точки питания, входное сопротивление довольно сильно изменяется, что приходится учиты-

вать при согласовании. У меня есть возможность протягивать полотно антенны через изоляторы (антенна в них не зафиксирована) и, таким образом, за 2—3 мин изменять поляризацию антенны. Высота нижней стороны над крышей 1,7 м. Высота крыши над землей 55 м. Плоскость антенны наклонена под углом 30° к вертикали. Использован провод в ПВХ изоляции.

Я проводил замеры с помощью антенного анализатора VA1 и получил следующие показания на частоте 7 МГц: Z_v = 16,5 – j32 Ом, Z_h = 84 + j47 Ом (в первом случае поляризация вертикальная, во втором — горизонтальная). Поскольку сопротивления весьма различны, пришлось изготовить отдельные элементы согласования.

Измерения проводились зимой, когда было стабильнее прохождение. С горизонтальной поляризацией DL начинала работать на Восточную Европу только начиная с 22—22.30 по Торонтскому времени. При переходе на вертикальную поляризацию тоже самое получалось с 19.30—20 ч. Это можно объяснить только одним — при вертикальной поляризации ниже угол излучения. Проверялось это многократно, поэтому ошибка маловероятна.

В сравнении с вертикалом R8 Cushcraft DL давала выигрыш до 1,5...2 баллов в момент, когда прохождение только начиналось. В ночное время на 7 МГц, при установившемся прохождении, обе антенны работали одинаково хорошо. Только за период с октября прошлого года и по апрель 2001 г. удалось сработать на DL с вертикальной поляризацией (на диапазоне 7 МГц) с 157 странами и 40 зонами. Питать DL лучше симметричной линией. Для симметрирования я применил ферритовые бочонки с внутренним диаметром чуть больше диаметра кабеля. Их надо нанизать на кабель, на длине примерно 30 см в точке, отстоящей от точки питания антенны на 1...1,5 м.

Все вышесказанное говорит о том , что надо применять антенны с вертикальной поляризацией, ввиду их явных преимуществ, когда трудно обеспечить необходимую высоту подвеса.

Недавно я установил два четвертьволновых слоппера на 3,5 и 1,8 МГц (два луча 20 и 40 м под углом 70° к земле с высоты 55 м и такие же радиалы на плоской крыше). Прохождение пока не зимнее, но мне уже удалось связаться с PY, LU, 5B4 и др. К сожалению, крыша не позволяет установить по два радиала в линию под углом 180° для того, чтобы их излучение полностью взаимно компенсировалось, а следовательно, убрать из диаграммы бесполезную горизонтальную составляющую, но, как говорится, чем богаты, тем и рады. EZNEC-3 показывает приемлемую диаграмму для этих слопперов, но будущее покажет.

Думается, что приведенная информация многим поможет сделать правильные выводы относительно рассмотренных очень популярных антенн. ■

ИНТЕРНЕТ: НА ПУТИ К РОЖДЕНИЮ

А. ГОЛЫШКО, главный эксперт ЗАО "Компания "МТУ-Информ" , г. Москва

"Нет ничего более успокоительного и притягательного, чем экран компьютера с импозантной упорядоченностью чисел, яркостью красок и элегантностью диаграмм. Происходящее на экране захватывает нас и заставляет забыть, что компьютер только отвечает на вопросы, но не ставит их."

П. Бернстайн "Против богов: укрощение риска"

Предпосылки

Зарождение предпосылок создания глобальной Сети происходило в полном соответствии с глобальным философским законом о превращении количественных изменений в качественные. Как известно, в период 1945—1960 гг. в СССР и США проводились работы не только по созданию компьютеров, но и по интерактивному взаимодействию человека с машиной. В результате появились первые интерактивные устройства и вычислительные машины, работающие в режиме разделения времени. Правда, кого-то при этом щедро финансировали, а кто-то вынужден был иногда работать чуть ли не в подполье. Нашим ученым приходилось соблюдать конспирацию, дабы их не заподозрили в симпатиях к "лженауке кибернетике". А ведь именно так определил новую науку советский философский словарь, изданный в середине XX века! Быть может, отголоски той эпохи можно встретить в отечественном термине ЭВМ, что, как известно, означает "электронно-вычислительная машина" и, как можно предположить, вполне сродни выражению "деревянно-письменный стол".

В качестве небольшого отступления заметим, что 28 октября 1955 г. родился один из известных персонажей наших дней — Билл Гейтс (Bill Gates). Он же — глава и главный архитектор программного обеспечения корпорации Microsoft (в лучшие для компании годы). Эта корпорация до сих пор является ведущим мировым производителем программного обеспечения для персональных компьютеров, так тесно интегрированных сегодня в Интернет.

Рядовой россиянин, обратившийся к американским источникам по истории Сети (коих предостаточно), помимо удивления может испытать и чувство глубочайшего удовлетворения. Он узнает, что в самый разгар гонки вооружений после впечатляющих успехов советской космонавтики, когда само слово "спутник" стало нарицательным, получив транслитерацию "sputnik", США были вынуждены готовить какой-то несимметричный ответ на прогресс противника в холодной войне. В конечном итоге этот ответ вылился в создание Интернета. Заметим, что работы по объединению ЭВМ в сети проводились и в СССР. Однако при создании Интернета история распорядилась посвоему. Получается, что именно СССР невольно стал стимулом для создания Сети.

В 1957 г. в США, по указанию президента Дуайта Эйзенхауэра, в составе Отдела Обороны (DoD, Department of Defence) формируются два правительственных органа: Национальная аэрокосмическая администрация NASA (National Aeronautics and Space Administration), которая в представлении не нуждается, а также Агентство по Передовым Оборонным Исследованиям (DAPRA или Defence Advanced Research Projects Agency). Сделано это было с целью активного продвижения военных технологий США на лидирующие позиции в мире.

Прогресс человечества и военные технологии всегда идут рука об руку, поэтому весь начальный этап развития нарождающейся Сети будет надолго связан с военным ведомством США. В начале 60-х годов основные работы DARPA были посвящены разработке метода соединений компьютеров друг с другом. Агентство выделяет денежные средства для привлечения к перспективным разработкам университетов и корпораций (Массачусетский Технологический Институт — MIT, некоммерческая организация, занимающаяся стратегическими исследованиями и разработками — RAND Corporation).

В 1962 г. Дж. Ликлайдер (J.C.R. Licklider) публикует работу "Galactic Network", в которой предсказывает возможность существования в будущем глобальной компьютерной связи между людьми, имеющими мгновенный доступ к программам и базам данных из любой точки земного шара. Как это ни удивительно, его предвидение в полной мере отражало современное устройство всемирной Сети. Тогда же, в августе 1962 г., вышла статья Дж. Ликлайдера и В. Сларка "Интерактивная связь человека с компьютером".

Возглавив первую исследовательскую программу, начатую DARPA 4 октября 1962 г., Ликлайдер сумел увлечь своей концепцией группу ученых, среди которых был его будущий преемник — исследователь из MIT Лоуренс Робертс (Lawrence G. Roberts), а также Ивана Сазерленда (Ivan Sutherland) и Боба Тейлора (Bob Taylor).

Пока в головах одних "яйцеголовых" (как порой называют американцы ученых) зрели концептуальные мысли о будущей Сети, другие размышляли о подготовке технологической базы. Еще в июле 1961 г. Леонард Клейнрок (Leonard Kleinrock) разработал и впервые опубликовал статью "Информационный поток в крупных коммуникационных сетях", где представил новую теорию передачи данных. Это была практически первая публикация по теории коммутации пакетов. В 1964 г. новая концепция вышла уже в виде книги. Тогда же Л. Клейнрок убедил Л. Робертса в возможности коммуникаций с использованием пакетов и в преимуществах своей теории перед древнейшим принципом передачи информации — коммутацией каналов. Как известно, при пакетной коммутации необходимые для передачи данные разбиваются на фрагменты, к каждому из которых присоединяется заголовок

(адрес), содержащий полную информацию о доставке пакета по назначению. В результате один канал связи может использоваться для одновременной передачи информации множества пользователей, тогда как при коммутации каналов, широко используемой в традиционной телефонной связи, канал связи выделяется исключительно к услугам двух пользователей, расположенных на его концах.

В преддверии

Для проверки новой концепции пакетной коммутации Л. Робертс и Томас Мерилл (Thomas Merill) еще в 1965 г. соединили компьютер TX-2 в штате Массачусетс (MIT, Лаборатории Линкольна) с компьютером Q-32 в System Development Corporation (Санта-Моника, Калифорния) с помощью низкоскоростных телефонных коммутируемых линий (пока еще без коммутации пакетов).

Таким образом, в 1965 г. в США была создана первая в истории маленькая, но вовсе даже нелокальная компьютерная сеть. Результатом эксперимента стало понимание того, что компьютеры могут успешно работать вместе, выполняя программы и осуществляя выборку данных. Стало также ясным и то, что телефонная сеть с коммутацией каналов абсолютно непригодна для построения компьютерной сети. Сегодня мы может представить это как начало конца эпохи безраздельного господства традиционной телефонии. Правда, в то время этого еще никто не понял, но нам следует запомнить этот вывод. Разумеется, убежденность Л. Клейнрока в необходимости пакетной коммутации получила еще одно подтверждение, и это было в тот момент самым главным.

В конце 1966 г. DARPA пригласило Л. Робертса для реализации проекта компьютерной сети ARPANET. Целями проекта были объединение исследовательских учреждений, проведение экспериментов в области компьютерных коммуникаций, а также изучение способов поддержки надежной связи в условиях ядерного нападения.

Итак, Л. Робертс начал работать над разработкой концепции децентрализованного (распределенного) управления военными и гражданскими объектами в период ведения войн. Довольно быстро появился план ARPANET. В 1967 г. на симпозиуме по Принципам Взаимодействия (Operating Principles), организованном Ассоциацией машинных вычислений (ACM, Association for Computing Machinery), которая была основана еще в 1947 г. и является первым научным и образовательным компьютерным сообществом, был представлен проект сети с коммутацией пакетов. И тогда же, в 1967 г., первое издание проекта ARPANET опубликовано Л. Робертсом.

На том же симпозиуме, где Л. Робертс представлял свою очередную статью на указанную выше тему, был сделан еще один доклад о концепции пакетной компьютерной сети. Как известно, умные мысли довольно часто одновременно приходят в разные умные головы. Авторами этого доклада были ученые с "Туманного Альбиона" Дональд Дэвис (Donald Davies) и Роджер Скентльбьюри (Roger Scantlebury) из Национальной физической лаборатории NPL (National Physical Laboratory в Мидлсекс, Великобритания). В NPL была разработана сеть передачи данных (NPL Data Network) под руководством Д. Дэвиса. Как видно теперь с высоты XXI века, монополия США на создание Интернет не выглядит столь уж однозначно: выходит, что помимо инициирующей роли СССР, к практической реализации Интернета приложили руку и англичане.

Р. Скентльбьюри рассказал Л. Робертсу о работах, выполнявшихся в NPL, а также о работах Пола Бэрена (Paul Baran) и его коллег из RAND Corporation. В 1964 г. группа сотрудников RAND Corporation написала статью по сетям с пакетной коммутацией для надежных голосовых коммуникаций в военных системах. Оказалось, что работы, которые проводились в середине 60-х годов в MIT, RAND и NPL, были во многом параллельными, и эти организации не имели информации о деятельности друг друга. Разговор Л. Робертса с сотрудниками NPL увенчался заимствованием слова "пакет" и решением увеличить предлагаемую скорость передачи по каналам проектируемой сети ARPANET с 2,4 Кб/с до 50 Кб/с.

В августе 1968 г., после того как Л. Робертс и организации, финансируемые из бюджета DARPA, доработали общую структуру и спецификации ARPANET, DARPA выпустило запрос на расценки (Request For Quotation, RFQ), организовав открытый конкурс на разработку одного из ключевых компонентов — коммутатора пакетов, получившего название Интерфейсный процессор сообщений (Interface Message Processor, IMP). В декабре 1968 г. конкурс выиграла группа во главе с Фрэнком Хартом (Frank Heart) из компании Bolt-Beranek-Newman (BBN).

После этого работа велась параллельно несколькими исследовательскими группами. Команда из BBN работала над Интерфейсными процессорами сообщений, а еще один сотрудник BBN, оставивший значительный след в истории становления Интернета, Роберт Кан (Robert E. Kahn), принимал активное участие в проработке архитектуры ARPANET. Л. Робертс совместно с Ховардом Фрэнком (Howard Frank) и его группой из Network Analysis Corporation проектировали и оптимизировали топологию и экономические аспекты сети. Группа Л. Клейнрока из Калифорнийского университета в Лос-Анджелесе (UCLA) готовила систему измерения характеристик сети. Следует отметить, что уже тогда, на этой ранней стадии развития Сети, осуществлялась одновременная разработка как сетевой инфраструктуры, так и сетевых приложений. И эта традиция перманентного совершенствования Сети сохраняется в наши дни.

Родильный дом

Благодаря тому что Л. Клейнрок уже в течение нескольких лет был известен как автор теории пакетной коммутации и как специалист по анализу, проектированию и измерениям, его Сетевой измерительный центр в UCLA был выбран в качестве первого узла ARPANET. Тогда же, в сентябре 1969 г., компания BBN установила в Калифорнийском университете первый "интерфейсный процессор сообщений" и подключила к нему первый компьютер. Второй узел был образован на базе проекта Дуга Энгельбарта (Doug Engelbart) "Наращивание человеческого интеллекта" в Стэнфордском исследовательском институте (SRI).

В SRI организовали Сетевой информационный центр, который возглавила Элизабет Фейнлер (Elizabeth Feinler). В функции центра входило поддержание таблиц соответствия между именами и адресами компьютеров, а также обслуживание каталога запросов на комментарии и предложения (Request For Comments, RFC). Через месяц, когда SRI подключили к ARPANET, из лаборатории Л. Клейнрока было послано первое межкомпьютерное сообщение. Двумя следующими узлами ARPANET стали Калифорнийский университет в городе Санта-Барбара (UCSB) и Университет штата Юта. В этих университетах развивались проекты по прикладной визуализации. Глен Галлер (Glen Guller) и Бартон Фрайд (Burton Fried) из UCSB исследовали методы отображения математических функций с использованием дисплеев с памятью, позволяющих справиться с проблемой перерисовки изображения по сети. Роберт Тейлор и Иван Сазерленд в Юте исследовали методы рисования по сети трехмерных сцен.

В результате к концу 1969 г. в одну компьютерную сеть были включены четыре исследовательских центра:

— University of California Los Angeles (UCLA);

— Stanford Research Institute (SRI);

— University of California at Santa Barbara (UCSB);

— University of Utah.

Рождение

Итак, в октябре 1969 г. было послано первое электронное сообщение между узлами UCLA (Калифорнийский Университет, Лос-Анджелес) и SRI (Исследовательский Институт Стэнфорда). Говорят, что в самом начале работы эта первая компьютерная сеть сразу же "зависла", но, как говорится, процесс пошел. Тогда же появилось так называемое Первое Рабочее Предложение (Request for Comment, RFC), т. е. "Программное обеспечение хост-систем" (Host Software) Стива Крокера.

Вот так четыре удаленных компьютера были объединены в первоначальную конфигурацию ARPANET. Тут, собственно, и взошел первый росток Интернета, которому, стало быть, в октябре 1999 г. "стукнуло" аккурат 30 лет. Одновременно Р. Кан разработал общую архитектуру сети ARPANET, Л. Робертс разработал топологию и экономические вопросы, Л. Клейнрок представил все средства измерений и анализа сети. Хорошее получилось начало. Впрочем, как считают некоторые исследователи Сети, признать именно день 29 октября 1969 г., в который и произошли указанные выше события, в качестве дня рождения Сети можно лишь условно и только в том случае, если придерживаться довольно узкого определения Интернета как глобальной сети, появившейся в результате эволюции сети ARPANET и использующей протокол TCP/IP. Впрочем, все это вполне по-американски.

Интересно, что в том же 1969 г. Мичиганский Университет и Университет Уэйна установили сетевую связь на базе протокола X.25 — сеть Merit Network для учебных и внутренних целей и доступа студентов и научных работников.

Так завершился начальный этап формирования того, что лишь через много-много лет стало называться Интернетом. ■

ВВЦ ОБРЕТАЕТ СВОЕ ЛИЦО

У старшего поколения главный выставочный комплекс ВДНХ всегда ассоциировался как центральная выставка научно-технических достижений страны. Здесь можно было оперативно получить информацию и увидеть живьем много из того, что рождалось передовой отечественной мыслью. Здесь проходили конференции, заключались договоры, десятки тысяч специалистов посещали выставку с целью ознакомления с передовыми технологиями.

Шло время, страна вступила на путь рыночной экономики, финансирование науки и техники ежегодно сокращалось. ВДНХ зеркально отображала эти процессы. Названия павильонов становились условными, а внутреннее их содержание одинаковым. Возникла острая необходимость остановить процесс сползания ВДНХ в область рекламы и сбыта зарубежных товаров народного потребления. Один из этих путей — проведение внутренних и международных выставок. Последние годы на ВВЦ, так называется теперь бывшая ВДНХ, этот процесс шел достаточно интенсивно и давал немалые положительные результаты. Но при этом одна из важных отраслей — отечественное приборостроение, контрольно-измерительная техника была представлена весьма скромно. Руководство ООО "Торговый Дом ВВЦ" выступило с инициативой создания на базе павильона "Радиоэлектроника и связь" постоянно действующей выставки-реализации контрольно-измерительных приборов и систем (КИПиС).

Три основных отличия открывшейся в павильоне первого сентября 2001 г. выставки. Во-первых, эта выставка не имеет временного ограничения, как большинство выставок ВВЦ. Во-вторых, на самой выставке можно приобрести изделия ведущих предприятий России, а также заключить договоры о поставках этих изделий. В-третьих, учитывая сложное финансовое состояние многих предприятий отрасли, организаторы выставки освободили поставщиков продукции от арендной платы за выставочную площадь в павильоне.

Возникает закономерный вопрос о полезности и своевременности подобного рода демонстрационных выставок. Анализ состояния наукоемких отраслей промышленности России дает однозначный ответ — потребность в сложной измерительной технике за последние годы неуклонительно растет. Связано это с рядом объективных причин, одной из которых является понимание руководством страны актуальности поддержки развития высокотехнологичных отраслей промышленности. Однако возможности предприятий-изготовителей контрольно-измерительной техники существенно ограничены отсутствием грамотного маркетинга в области потребностей рынков сбыта готовой и перспективной продукции этого направления.

Типичная ситуация для сегодняшнего предприятия-изготовителя КИПиС — несколько сотен рабочих и ИТР, отвечающих за производство продукции, ударно подкреплены двумя-тремя пенсионерами отдела сбыта и маркетинга. Результат — отсутствие сбыта, затоваренные склады, сокращение производства, заработная плата ниже прожиточного минимума. Надеемся, что подобного рода выставки помогут решить перечисленные проблемы.

Наш контактный телефон — 181-93-73.

Т. САФОНОВА,
руководитель павильона ВВЦ
"Радиоэлектроника и связь"

ДИПЛОМЫ

"1418 дней и ночей". Чтобы получить этот диплом, необходимо в период с 22 июня 2001 г. по 9 мая 2005 г. набрать 1418 очков. В зачет принимаются радиосвязи, установленные в "Днях активности" Союза радиолюбителей Вооруженных Сил и в рамках радиоэкспедиции "Победа". Ветераны Великой Отечественной войны и труженики тыла награждаются дипломом независимо от числа проведенных ими связей.

Соискатели диплома разделяются на следующие группы: первая — для дней активности СРВС (ветераны Великой Отечественной войны, труженики тыла, специальные радиостанции СРВС, коллективные радиостанции — члены СРВС, индивидуальные радиостанции членов СРВС) и для радиоэкспедиции "Победа" (ветераны Великой Отечественной войны, труженики тыла, мемориальные радиостанции радиоэкспедиции "Победа"); вторая — единая для всех зачетных мероприятий (все остальные коллективные и индивидуальные радиостанции, наблюдатели и коллективные наблюдательские пункты).

Соискателям из первой группы связи на диплом засчитываются с любой любительской радиостанцией мира, а из второй — только с радиостанциями первой группы. В зачет принимаются радиосвязи (CW, SSB и CW/SSB), проведенные на любом КВ диапазоне (кроме WARC). Связи с одним и тем же корреспондентом из первой группы засчитываются в разных (по времени проведения) днях активности, а также на разных диапазонах во время их текущего периода. При этом связи на каждом диапазоне в течение одного периода дней активности засчитываются только один раз, в том числе и в мемориале "Победа", который условно разделен на несколько туров.

Наблюдатели фиксируют двусторонние связи, проведенные с представителями первой группы. Во время текущего периода дней активности повторные наблюдения по любому из двух позывных на одном и том же диапазоне не засчитываются.

Для мероприятий Союза радиолюбителей Вооруженных Сил и радиоэкспедиции "Победа" специальными или мемориальными являются только те радиостанции, позывные сигналы которых указаны в положении о соответствующих днях активности или в дополнительных документах к нему. Остальные радиостанции, использующие специальные позывные сигналы, причисляются ко второй группе соискателей диплома.

Радиолюбителям, имеющим право на КВ работать только на диапазоне 160 метров, за каждую зачетную связь начисляется по четыре очка, коллективным и индивидуальным радиостанциям—членам СРВС — по два очка, всем остальным соискателям — по одному очку. Окончательный результат соискателей диплома, входящих в первую группу, равен сумме очков, набранных во всех днях активности, в которых они принимали участие. Число очков, набранных представителями второй группы, определяется как произведение суммы очков, набранных во всех днях активности за связи с ветеранами ВОВ, тружениками тыла, мемориальными и специальными радиостанциями, на сумму очков, набранных за связи с коллективными и индивидуальными радиостанциями—членами СРВС.

Соискатели, входящие в первую группу, в качестве заявки на диплом представляют краткий отчет, содержащий титульный лист и приложение. Титульный лист должен содержать основные сведения о владельце индивидуальной или о команде операторов коллективной (специальной, мемориальной) радиостанции. Здесь же указываются ее категория и почтовый адрес постоянного места размещения. В конце титульного листа приводится конечный результат — число очков, набранных на диплом. В приложении указываются в UTC даты и отрезки времени (начало — конец) работы радиостанции на каждом диапазоне. Представители второй группы составляют заявку по типовой форме в виде выписки из аппаратного журнала. Сначала в ней приводятся связи с ветеранами ВОВ, тружениками тыла, мемориальными и специальными радиостанциями, затем с коллективными и индивидуальными радиостанциями—членами СРВС. В связях с членами СРВС приводится переданный ими членский номер. Дата и время проведения связей указываются в UTC. Данные о слышимости (RS и RST) можно опустить. В конце заявки указываются заявляемый результат.

Заявки и оплату за пересылку диплома (почтовым переводом) следует направить в дипломную службу СРВС по адресу: 129346, Москва, аб. ящ. 187. Перевод должен быть оформлен на Богатырева Павла Викторовича. Его E-mail: . Соискатели из Украины заявки и оплату могут направить Михаилу Борисовичу Коняеву (UR5ASM) по адресу: 42704, Украина, Сумская обл., Ахтырка-4, ул. Красноармейская, д.74, кв. 31.

SK

Замолчали любительские радиостанции

Валентина Кудряшева (U3FI)
Константина Кравца (UA9WA)
Андрея Разумова (ex UW3EE)